

MATEUS FELZKE SCHONARDIE

**Estudo e Implementação de um Transformador de Alta -
frequência para Fonte de Soldagem – Estudo de Diferentes
Topologias para Obtenção de Corrente de Saída Alternada**

**FLORIANÓPOLIS
2005**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Estudo e Implementação de um Transformador de Alta -
frequência para Fonte de Soldagem – Estudo de Diferentes
Topologias para Obtenção de Corrente de Saída Alternada**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
Como parte dos requisitos para
Obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

MATEUS FELZKE SCHONARDIE

Florianópolis, Fevereiro de 2005.

Estudo e Implementação de um Transformador de Alta -frequência para Fonte de Soldagem – Estudo de Diferentes Topologias para Obtenção de Corrente de Saída Alternada

MATEUS FELZKE SCHONARDIE

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr. Ing.
Co-Orientador

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente da Banca

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr. Ing.

Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Eng. Raul Gohr Júnior, Dr. – IMC

A Deus.

Aos meus pais: Leopoldo e Cenadir.

Às minhas irmãs: Elisia, Elisiane e Elenise.

À minha esposa Cassiana.

Aos meus filhos: Ramon e Jardel.

AGRADECIMENTOS

Aos Professores Arnaldo José Perin e João Carlos dos Santos Fagundes pela orientação e sabedoria, pela motivação, amizade e compreensão durante o curso de mestrado.

Ao Engenheiro Raul Gohr Júnior pela transmissão de seus conhecimentos na área de Soldagem e pela excelente e incansável orientação durante todo o andamento do trabalho.

Aos membros da banca examinadora pelas revisões, correções e sugestões.

Aos técnicos e funcionários do INEP pela constante disposição para auxiliar.

Aos demais professores do INEP que sempre estiveram dispostos a ajudar e que tanto contribuíram para minha formação na área de Eletrônica de Potência.

A equipe de funcionários, técnicos e bolsistas do LABSOLDA, em especial ao Engenheiro Guilherme Locatelli pela participação e dedicação durante a montagem dos Protótipos.

Aos meus estimáveis colegas do Programa de Mestrado, Geraldo, Joabel, José Flávio, Jean e Mauro Pagliosa que sempre estiveram prontamente dispostos a ajudar.

Aos demais amigos e colegas do INEP que de alguma forma contribuíram para minha formação.

Ao Governo Federal, que através da CAPES deu o apoio financeiro.

À minha esposa Cassiana pela paciência, amor, carinho e compreensão e aos meus filhos por serem fontes inesgotáveis de alegria e inspiração.

À minha família, faltam-me palavras para expressar a alegria de fazer parte de vosso meio, especialmente aos meus pais pelo apoio, amor e compreensão incondicionais em todos os momentos da minha vida, e que sem os quais nada teria sido possível.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Estudo e Implementação de um Transformador de Alta - frequência para fonte de soldagem – Estudo de Diferentes Topologias para Obtenção de Corrente de Saída Alternada

Mateus Felzke Schonardie
Fevereiro / 2005

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Orientador: Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chaves: Fonte de energia para soldagem; projeto de transformadores de alta-frequência; inversor de corrente.

Número de páginas: 179

RESUMO: Este trabalho tem por objetivo o estudo, projeto e desenvolvimento de um transformador de alta frequência para uma fonte de soldagem com isolamento em alta frequência para os processos de soldagem TIG e Eletrodo Revestido desenvolvida pelo Laboratório de Soldagem (Labsolda) da Universidade Federal de Santa Catarina. Este trabalho estabelece uma metodologia de projeto do transformador de alta-frequência levando-se em conta as características específicas do processo de soldagem. Em seguida, é realizado a montagem de protótipos com diversas formas de bobinagem, dos quais são realizados testes práticos do seu funcionamento, analisando o comportamento elétrico e a temperatura de operação.

Também é objetivo deste trabalho o estudo de diferentes topologias do conversor para a obtenção de corrente de saída alternada, possibilitando a inclusão de outros processos na fonte de soldagem. São apresentadas algumas topologias possíveis de serem implementadas na fonte, acompanhadas das etapas de operação e da análise das técnicas de comutação e dos esforços nos interruptores. O funcionamento de cada proposta é comprovado através da simulação do circuito e da montagem prática de duas estruturas propostas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

Study and Implementation of High-Frequency Transformer for Welding Power Source – Study of Different Topology to Obtain Output AC-Current.

Mateus Felzke Schonardie
February / 2005

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-Advisor: João Carlos do Santos Fagundes, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers

Keywords: Welding power sources; high frequency transformer; current inverter.

Number of pages: 179

ABSTRACT: The objective of this work is to present a study, project and development of a high-frequency transformer for welding power source of the Inverter Power Sources type for the welding processes GTAW (Gas Tungsten Arc Welding) and Shielded Metal Arc Welding developed by the Laboratory of Welding (Labsolda) of the Federal University of Santa Catarina. This work establishes a project methodology of the high-frequency transformer taking into account the specific characteristics of the welding process. Following, some prototypes are constructed with several winding forms, then practical tests of operation are done, analyzing the electric behavior and the operation temperature.

It is also objective of this work the study of different topologies of the converter to obtain output AC-Current, making possible the inclusion of other processes in the welding source. Some possible topologies are presented to be implemented in the source. Besides are discussed the operation modes and the analysis of the commutation techniques and the efforts in the switches. The operation of each proposed topology is proven through the simulation of the circuit and experimental prototypes of two proposed structures.

SUMÁRIO

Introdução Geral	1
Capítulo 1 - Fontes de Energia e Processos para Soldagem a Arco Voltaico	4
1.1. – INTRODUÇÃO	4
1.2. PROCESSOS DE SOLDAGEM A ARCO VOLTAICO	5
1.2.1 O Arco Voltaico	5
1.2.2. Processos atuais de soldagem.....	6
1.3. AS FONTES DE ENERGIA PARA SOLDAGEM	9
1.3.1. Fontes Transistorizadas Comutadas no Secundário.....	11
1.3.2. Fontes Transistorizadas Comutadas no Primário	12
1.4. OBJETIVOS.....	13
Capítulo 2 - Estudo do Conversor Utilizado pela Fonte de Soldagem.....	15
2.1 - INTRODUÇÃO.....	15
2.2. CARACTERÍSTICAS GERAIS DA FONTE DE SOLDAGEM UTILIZADA.....	15
2.3 - CONVERSOR UTILIZADO	17
2.3.1. Apresentação do conversor.....	17
2.3.2. Princípio de Operação e Etapas de Funcionamento	19
2.3.3. Técnica de comutação dos interruptores e controle de corrente utilizados pela fonte de soldagem.....	22
2.3.4. Característica Externa.....	25
2.3.5. Análise dos Esforços nos Semicondutores	27
2.3.6. Determinação das Perdas nos Semicondutores.....	29
2.4. CONCLUSÃO	31
Capítulo 3 - Estudo das Características e Projeto do Transformador de Alta Frequência.	32
3.1 - INTRODUÇÃO.....	32
3.2. APRESENTAÇÃO DO TRANSFORMADOR UTILIZADO	33
3.2.1. Características físicas: montagem e materiais utilizados.....	33
3.2.2. Características Elétricas: considerações iniciais.....	39
3.3. ANÁLISE E CONCLUSÕES INICIAIS DO TRANSFORMADOR.....	40
3.4. DETERMINAÇÃO DE UM MODELO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR	42
3.4.1. Considerações iniciais e conceitos gerais	43
3.4.2. Determinação dos parâmetros através de uma ponte LCR.....	46
3.4.3. Determinação através de corrente senoidal.	50
3.4.4. Medição dos parâmetros com a fonte Larry 160.	56
3.4.5. Medição dos parâmetros com conversor Half-Bridge.	58
3.4.6. Caracterização das Resistências.....	60
3.4.7. Análise geral dos resultados e modelo adotado.....	64
3.5. PROJETO DO TRANSFORMADOR.....	66
3.5.1. Especificações iniciais adotadas para projeto.....	67
3.5.2. Definição do Núcleo	68
3.5.3. Cálculo das características do primário e do secundário.	71
3.5.4. Especificações dos fios condutores.....	75
3.5.5. Fator de utilização da janela do núcleo.....	77
3.5.6. Determinação das Perdas e Elevação de Temperatura.....	78

3.5.7. Projeto realizado com DEMAG.....	81
3.6. CONCLUSÃO	84
 Capítulo 4 – Montagem e Verificação Experimental de Protótipos.....	86
4.1 - INTRODUÇÃO	86
4.2. CARACTERÍSTICAS GERAIS SOBRE OS PROTÓTIPOS.	86
4.3. MONTAGEM DO PROTÓTIPO 1	88
4.3.1. Testes Experimentais	89
4.4. MONTAGEM DO PROTÓTIPO 2	93
4.4.1. Testes Experimentais	93
4.5. MONTAGEM DO PROTÓTIPO 3	100
4.5.1. Testes Experimentais	102
4.6. ANÁLISE DOS RESULTADOS	107
4.7. CONCLUSÕES	110
 Capítulo 5 - Estudo de novas topologias para obtenção de corrente alternada.	112
5.1 INTRODUÇÃO	112
5.2. CONSIDERAÇÕES IMPORTANTES	114
5.3. PROPOSTA 1	117
5.3.1. Apresentação do conversor.....	117
5.3.2. Etapas de funcionamento.....	118
5.3.3. Análise Geral da Estrutura e Comando dos Interruptores	121
5.3.4. Simulação da Proposta 1	122
5.4 PROPOSTA 2	125
5.4.1. Apresentação do conversor.....	125
5.4.2. Etapas de funcionamento.....	128
5.4.3. Comando dos Interruptores	131
5.4.4. Simulação da Proposta 2	133
5.5. PROPOSTA 3	136
5.5.1. Apresentação do conversor.....	136
5.5.2. Etapas de funcionamento.....	138
5.5.3. Análise Geral e Comando dos Interruptores	142
5.5.4. Simulação da Proposta 3	144
5.6. ANÁLISE GERAL DAS PROPOSTAS E CONCLUSÕES	146
5.6.1. Número de interruptores utilizados	147
5.6.2. Dimensionamento dos interruptores.....	148
5.6.3. Complexidade do comando e controle.....	151
5.6.4. Utilização de diodos no Estágio 2	151
5.6.5. Transformador utilizado	152
5.6.6. Considerações Finais.....	152
 Capítulo 6 - Montagem e Testes dos Conversores Propostos	154
6.1 - INTRODUÇÃO	154
6.2. CONSIDERAÇÕES INICIAIS	154
6.3. TÉCNICA DE COMUTAÇÃO E CONTROLE UTILIZADOS	156
6.4. MONTAGEM DO CONVERSOR PARA A PROPOSTA 2.....	157
6.4.1. Características gerais.....	157
6.4.2. Resultados Obtidos	159

6.5. MONTAGEM DO CONVERSOR PARA A PROPOSTA 1	162
6.5.1. <i>Características Gerais</i>	162
6.5.2. <i>Resultados obtidos</i>	162
6.6. ANÁLISE DOS RESULTADOS E CONCLUSÕES	165
Conclusão Geral	167
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	177
ANEXOS	170

NOMENCLATURA

a	- Relação de transformação do transformador: primário/secundário
A_c	- Área ocupada na janela pelo carretel (cm^2)
A_e	- Área efetiva da perna central do núcleo (cm^2)
$A_e A_w$	- Produto das áreas do núcleo (cm^4)
A_{EnCu}	- Área ocupada pelo enrolamento de cobre (cm^2)
A_{Iso}	- Área ocupada pela fita de isolamento dos enrolamentos (cm^2)
A_{t1}	- Área ocupada pelo enrolamento de cobre, isolamento e carretel (cm^2)
A_{totfio1}	- Área total que os enrolamentos possuem na janela do núcleo (cm^2)
A_w	- Área da janela do núcleo (cm^2)
A_{Wef}	- Área efetiva da janela, que pode ser ocupado pelo cobre (cm^2)
$A_{\text{wp}}, A_{\text{ws}}$	- Área necessária do condutor primário e secundário (cm^2)
V_{in}	- Fonte de alimentação de entrada do conversor utilizado pela Fonte de Soldagem
C_1	- capacitor de filtragem (F)
C_m	- Coeficiente de densidade volumétrica de perda magnética
C_T	- Constante para calcular profundidade de penetração ($\text{Hz}^{1/2}$)
D	- Razão cíclica do conversor
$D_{1a}, D_{2a}, D_{3a}, D_{4a}$	- Diodos intrínsecos dos interruptores do Estágio 2 da Proposta 1
$D_{1b}, D_{2b}, D_{3b}, D_{4b}$	- Diodos do Estágio 2 da Proposta 2
$D_{1c}, D_{2c}, D_{3c}, D_{4c}$	- Diodos intrínsecos dos interruptores do Estágio 2 da Proposta 3
d_{ceideal}	- Diâmetro ideal do condutor elementar considerando efeito pelicular (cm)
d_{fio1}	- Diâmetro do fio escolhido (cm)
d_{ok}	- Diâmetro ideal do fio considerando o efeito pelicular (cm)
D_{oper}	- Razão cíclica de operação
D_{r1}, D_{r2}	- Diodos de roda livre dos Estágios 1 dos conversores utilizados
D_{r4}	- Diodo retificador de saída
D_{r3}	- Diodo de roda livre da saída do conversor
D_{t1}, D_{t2}, D_{t3} e D_{t4}	- Diodos intrínsecos de cada interruptor do Estágio 1 da Proposta 3
E	- Fonte de alimentação da entrada dos conversores (V)
E_{max}	- Tensão máxima de entrada dos conversores (V)
F	- Fator de aumento na resistência devido ao efeito pelicular
f_f	- Frequência da corrente fundamental de saída (Hz)
F_R	- Fator de aumento na resistência considerando o efeito proximidade
f_s	- Frequência de comutação do Estágio 1 (Hz)
f_T	- Frequência de operação do transformador (Hz)
F_u	- Fator de ocupação da janela considerando a área efetiva da janela (%)
$I_{\text{ccp}}, I_{\text{ccs}}$	- Correntes medidas nos enrolamentos primário e secundário para determinar a resistência R_{cc} (V)
$I_{\text{d(on)}}$	- Corrente que circula pelo interruptor (A)

I_{ef}	- Corrente eficaz de um enrolamento (A)
$I_{ef\max}(T_{1,2})$	- Corrente eficaz máxima dos interruptores T_1 e T_2 (A)
$I_{ef\max}(S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a})$	- Corrente eficaz máxima dos interruptores do Estágio 2 da Proposta 1 (A)
$I_{ef\max}(S_{1c}, S_{3c})$	- Corrente eficaz máxima dos interruptores S_{1c} e S_{3c} (A)
$I_{ef\max}(S_{2c}, S_{4c})$	- Corrente eficaz máxima dos interruptores S_{2c} e S_{4c} (A)
$I_{ef\max}(S_{1b}, S_{3b})$	- Corrente eficaz máxima dos interruptores S_{1b} e S_{3b} (A)
$I_{ef\max}(S_{2b}, S_{4b})$	- Corrente eficaz máxima dos interruptores S_{2b} e S_{4b} (A)
I_{ex}	- Corrente de excitação do transformador (A)
I_f	- Corrente pequena drenada para suprir perdas no ferro (A)
I_{in}	- Corrente de entrada do conversor (A)
I_m	- Corrente magnetizante do transformador (A)
$I_{med\max}(D_{1b}, D_{3b})$	- Corrente média máxima dos diodos D_{1b} e D_{3b} (A)
$I_{med\max}(D_{2b}, D_{4b})$	- Corrente média máxima dos diodos D_{2b} e D_{4b} (A)
$I_{med\max}(D_{1c}, D_{3c})$	- Corrente média máxima dos diodos D_{1c} e D_{3c} (A)
$I_{med\max}(D_{2c}, D_{4c})$	- Corrente média máxima dos diodos D_{2c} e D_{4c} (A)
I_{medDr4}, I_{medDr3}	- Corrente média dos diodos D_{r3} e D_{r4} (A)
I_{prms}, I_{srms}	- Corrente no primário e secundário
I_o	- Corrente de saída do conversor ou corrente do arco (A)
$I_{o\min}, I_{o\max}$	- Valor mínimo e máximo da ondulação da corrente de saída (a)
I_{oref}	- Corrente de referência da corrente de saída (A)
I_p	- Corrente no primário do transformador (A)
i_p	- Corrente aplicada no primário na medição com corrente senoidal (A)
I_s	- Corrente no secundário do transformador (A)
I_{T1}	- Corrente sobre o interruptor T_1 (A)
i'_m	- Corrente magnetizante referida ao enrolamento primário (A)
J	- Densidade de corrente calculada (A/cm^2)
J_{max}	- Densidade máxima de corrente considerada (A/cm^2)
k_p	- Fator de utilização do primário
K_u'	- Fator de utilização da janela do núcleo considerando somente o cobre (%)
K_u	- Fator de utilização da janela do núcleo (%)
k_w	- Fator de utilização da janela do núcleo
L_1, L_2, L_3	- Indutâncias próprias dos enrolamentos primário e dos dois secundários e dos transformadores para os conversores propostos (H)
L_{acc1}, L_{acc2}	- Indutâncias medidas na ponte LCR com teste com curto-circuito (H)
L_{dp}, L_{ds}	- Indutâncias de dispersão do primário e do secundário (H)
L_o	- Indutor de filtragem da saída (H)
L_p, L_s	- Indutâncias próprias do primário e do secundário (H)

L_{mp}, L_{ms}	- Indutâncias magnetizantes dos enrolamentos primário e secundário (H)
L'_m	- Indutância magnetizante referida ao enrolamento primário (H)
M	- Indutância mútua (H)
MLT	- Comprimento médio de uma espira (cm)
n	- Relação de transformação do transformador: secundário/primário
n_1	- Número de espiras do enrolamento primário
n_{1a}, n_{2a}	- Número de espiras calculado para o primário e secundário
n_2	- Número de espiras do enrolamento secundário
n_{ce}	- Número de condutores elementares
N_e	- Número de espiras
$P_{comut(T_{1,2})}$	- Perdas por comutação de T_1 e T_2 (W)
$P_{comut(S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x})}$	- Perdas de comutação para os interruptores do Estágio 2 (W)
$P_{con(Dr3)}, P_{con(Dr4)}$	- Perdas por condução nos diodos D_{r3} e D_{r4} (W)
$P_{con(T_{1,2})}$	- Perdas em condução nos interruptores T_1 e T_2 (W)
$P_{con(D1b, D3b)}$	- Perda em condução dos diodos D_{1b} e D_{3b} (W)
$P_{con(D2b, D4b)}$	- Perda em condução dos diodos D_{2b} e D_{4b} (W)
$P_{con(D1c, D3c)}$	- Perda em condução dos diodos D_{1c} e D_{3c} (W)
$P_{con(D2c, D4c)}$	- Perda em condução dos diodos D_{2c} e D_{4c} (W)
P_{Core}	- Perdas no núcleo (W)
P_{Cu}	- Perdas nos enrolamentos de cobre ou perdas Joule (W)
P_{Cup}, P_{Cup}	- Perdas no cobre nos enrolamentos primário e secundário (W)
P_{inmax}	- Potência de entrada máxima do conversor (W)
P_o	- Potência de saída do conversor (W)
P_t	- Perda total no transformador (W)
$P_{totalcon(T_{1,2})}$	- Perda total dos interruptores T_1 e T_2 em condução (W)
$P_{totalcon(S_{1b}, S_{3b})}$	- Perda total dos interruptores S_{1b} e S_{3b} em condução (W)
$P_{totalcon(S_{2b}, S_{4b})}$	- Perda total dos interruptores S_{2b} e S_{4b} em condução (W)
$P_{totalcon(S_{1c}, S_{3c})}$	- Perda total dos interruptores S_{1c} e S_{3c} em condução (W)
$P_{totalcon(S_{2c}, S_{4c})}$	- Perda total dos interruptores S_{2c} e S_{4c} em condução (W)
$P_{totalcon(S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a})}$	- Perda total dos interruptores em condução do Estágio 2 da Proposta 1 (W)
R_a	- Resistência que representa o arco elétrico (Ω)
R_{CA}	- Resistência que leva em consideração efeitos pelicular e proximidade (Ω)
R_{cc}	- Resistência com corrente contínua dos enrolamentos (Ω)
R_{ccp}, R_{ccs}	- Resistência com corrente contínua do primário e do secundário (Ω)
R_{ds}	- Resistência do MOSFET durante a condução (Ω)
R_e	- Resistência equivalente do enrolamento (Ω)

R_m	- Representa as perdas no ferro do transformador
R_p, R_s	- Resistências dos enrolamentos primário e secundário (Ω)
R_T	- Resistência térmica do núcleo ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
S	- Área da seção transversal do condutor (cm^2)
$S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a}$	- Interruptores do Estágio 2 da Proposta 1
$S_{1b}, S_{2b}, S_{3b}, S_{4b}$	- Interruptores do Estágio 2 da Proposta 2
$S_{1c}, S_{2c}, S_{3c}, S_{4c}$	- São os interruptores do Estágio 2 da Proposta 3
S_{el}	- Área da seção transversal condutor laminar utilizado na Fonte de soldagem (cm^2)
S_{fio1}	- Área da seção transversal do fio escolhido (cm^2)
$S_{fio1iso}$	- Área do condutor com isolamento (cm^2)
S_{ok}	- Área da seção do fio para o condutor ideal cilíndrico (cm)
T_1, T_2	- Interruptores MOSFET's dos Estágios 1 dos conversores utilizados
T_3, T_4	- Interruptores MOSFET's do Estágios 1 do conversor na Proposta 3
T_a	- Temperatura Ambiente ($^{\circ}\text{C}$)
T_e	- Temperatura a ser considerada em operação $^{\circ}\text{C}$
T_f	- Período da corrente fundamental de saída (s)
t_f	- Tempo de bloqueio do interruptor (s)
TIG	- <i>Tungsten Inert Gas</i>
T_p	- Temperatura no ponto mais quente do transformador
t_r	- Tempo de entrada em condução de interruptor (s)
T_s	- Período de comutação dos interruptores do Estágio 1 (s)
V_1, V_2	- Tensão induzida no primário e no secundário do transformador (V)
V_{amax}	- Tensão máxima do arco voltaico (V)
V_{cc}	- Fonte de tensão de entrada do conversor <i>Half-Bridge</i> (V)
V_{ccp}, V_{ccs}	- Tensão medidas nos enrolamentos primário e secundário para determinar a resistência R_{cc} (V)
V_{Cu}	- Volume de cobre (cm^3)
V_e	- Volume efetivo do núcleo (cm^3)
V_d	- Queda de tensão nos diodos (V)
$V_{ds(off)}$	- Tensão entre dreno e source do MOSFET quando bloqueado (V)
V_{inmin}	- Tensão de entrada mínima do conversor (V)
V_{inmax}	- Tensão de entrada máxima do conversor (V)
$V_{\max(T_1, T_2)}$	- Tensão máxima sobre os interruptores T_1 e T_2 (V)
$V_{\max rev(Dr3, Dr4)}$	- Tensão máxima reversa sobre os diodos D_{r3} e D_{r4} (V)
$V_{\max S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a}}$	- Tensão máxima dos interruptores do Estágio 2 da Proposta 1 (V)
$V_{\max S_{1b}}, V_{\max S_{3b}}$	- Tensão máxima dos interruptores S_{1b} e S_{3b} (V)
$V_{\max S_{2b}}, V_{\max S_{4b}}$	- Tensão máxima dos interruptores S_{2b} e S_{4b} (V)
$V_{\max rev(D1b, D3b)}$	- Tensão máxima reversa sobre os diodos D_{1b} e D_{3b} (V)
$V_{\max S_{1c}, S_{2c}, S_{3c}, S_{4c}}$	- Tensão máxima dos interruptores do Estágio 2 da Proposta 3 (V)

$V_{\max \text{ rev}(D1c,D2c,D3c,D4c)}$	- Tensão máxima reversa sobre os diodos D_{1b} e D_{3b} (V)
V_o	- Tensão média de saída do Conversor (V)
V_p	- Tensão sobre o enrolamento primário (V)
v_p, v_s	- Tensões medidas no primário e secundário na medição com corrente senoidal (V)
V_s	- Tensão sobre o enrolamento secundário (V)
V_{T1}	- Tensão sobre o interruptor T_1 (V)
V_{TO}	- Tensão do diodo durante condução (V)
x	- Parâmetro de caracterização do material magnético
X_m	- Reatância magnetizante do transformador
y	- Parâmetro de caracterização do material magnético
α	- Regulação do transformador
ω	- Frequência angular $2\pi f$ (rad/s)
ϕ_m	- Fluxo mútuo magnético
ℓ	- Comprimento do fio condutor (cm)
Γ	- Coeficiente de temperatura do cobre ($0,00393 \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)
η_{conv}	- Rendimento do conversor
δ	- Profundidade de penetração da corrente num condutor (cm)
$\rho_{\text{Cu}20^\circ\text{C}}$	- Resistividade do cobre a 20°C ($\Omega \cdot \text{cm}$)
$\rho_{100^\circ\text{C fio1}}$	- Resistividade/cm para este fio a 100°C (Ω/cm)
$n_{\text{pfio1}}, n_{\text{sfio1}}$	- Número de condutores elementares requeridos no primário e secundário
ρ_c	- Resistividade do fio condutor por centímetro (Ω/cm).
$\rho_{\text{Cu}^\circ\text{C}}$	- Resistividade do cobre para uma certa elevação de temperatura ($\Omega \cdot \text{cm}$)
$\sigma_{\text{pfio1}}, \sigma_{\text{sfio1}}$	- Nova resistividade do condutor para o primário e secundário (Ω/cm)
ΔB_{\max}	- Excursão máxima da densidade de fluxo magnético (T)
ΔI	- Variação da corrente para
ΔI_o	- Ondulação da corrente de saída (A)
ΔT	- Elevação da temperatura ($^\circ\text{C}$)
Δt	- Variação do tempo ou período de amostragem (s)

Introdução Geral

Considerado inicialmente como apenas uma grande fonte de luminosidade intensa, o arco voltaico teve como uma das suas principais aplicações os processos de soldagem de metais devido a grande quantidade de calor gerada em uma pequena região de espaço. Ao longo das últimas décadas, diversos tipos de processos de soldagem para os mais variados tipos de metais foram desenvolvidos, possibilitando a união destes metais de forma mais eficiente através do uso deste arco voltaico.

O desenvolvimento dos componentes eletrônicos de potência ocorrido nas últimas décadas possibilitou o surgimento de conversores estáticos para a aplicação em fontes de soldagem. Este desenvolvimento de novas tecnologias e o estudo de diversas técnicas de comutação dos interruptores possibilitou ao setor industrial de soldagem desenvolver equipamentos com uma maior versatilidade, melhor desempenho, menor peso e volume, bem como a possibilidade da automação do processo de soldagem.

A união entre o desenvolvimento da eletrônica de potência e o ramo de soldagem possibilitou inúmeras pesquisas que trouxeram grandes benefícios para ambas. Os estudos das aplicações de novas topologias de conversores nas fontes de soldagem, aliados as técnicas de comutação e controle que permitem a utilização de uma frequência de comutação elevada, permitiram o desenvolvimento de projetos dos componentes magnéticos com menor peso e volume. Surgem então as fontes de soldagem portáteis capazes de operar nos mais diversos ambientes de trabalho. Estas fontes portáteis possibilitam também a abertura de novos ramos de pesquisas.

Um destes ramos é o transformador de alta frequência, responsável pela isolamento galvânica entra a rede e a saída de potência da máquina e pela adaptação das tensões. Suas características de operação incluem fatores como uma baixa tensão de saída (devida a segurança do operador da fonte de soldagem), alta corrente na saída, além de outras características que o processo de soldagem impõe. Atualmente, não se tem uma bibliografia

difundida para o projeto de transformadores de alta frequência para fontes de soldagem, que possuem características particulares de operação.

Outro ramo de pesquisa bastante promissor é o estudo ligado à topologia dos conversores estáticos. Dependendo do processo de soldagem, os conversores devem ser capazes de produzir diversos tipos de formas de onda de corrente para o arco voltaico (contínua, alternada, pulsada, etc.), proporcionando o desenvolvimento das chamadas fontes multi-processos, que possuem, atualmente, um interesse muito grande na indústria de soldagem.

Sendo assim, este trabalho tem como um dos objetivos realizar o estudo e desenvolvimento de um transformador de alta frequência (TAF) para uma fonte de soldagem do tipo inversora desenvolvida pelo Laboratório de Soldagem (Labsolda) da Universidade Federal de Santa Catarina, aplicada aos processos de soldagem TIG (*Tungsten Inert Gás*) e Eletrodo Revestido (E.R.). Também é objetivo deste trabalho o estudo de outras possibilidades de configurações do conversor utilizado por esta fonte de soldagem, visando a implementação de corrente alternada na saída da máquina, agregando a mesma outras possibilidades nos seus processos de soldagens.

Após a **Introdução Geral** o texto está dividido em seis capítulos, mais uma **Conclusão Geral**. No **Capítulo 1** é feita uma apresentação dos processos de soldagem a arco voltaico, iniciando pela definição do arco voltaico, seguidos pelos processos atuais de soldagens. Em seguida, é mostrada a caracterização e os tipos de fontes de energia para soldagem. Este capítulo encerra descrevendo os objetivos deste trabalho.

No **Capítulo 2** é realizada uma total caracterização do conversor utilizado pela fonte de soldagem aqui estudada. Esta completa caracterização compreende na apresentação inicial da mesma, passando para a apresentação do tipo de conversor utilizado, etapas de operação, técnica de comutação, controle e um estudo dos esforços e das perdas nos semicondutores. Esta caracterização da máquina é necessária para que seja possível atingir os dois objetivos principais deste trabalho.

Após a apresentação desta fonte de soldagem, o **Capítulo 3** apresenta um estudo do transformador de alta frequência utilizado atualmente, bem como uma metodologia de projeto

para o mesmo. É realizada neste capítulo uma caracterização dos seus aspectos construtivos, dos materiais utilizados e em seguida são propostos alguns métodos para obter um modelo capaz de representar as indutâncias características do transformador. Por último, o transformador é projetado levando-se em conta diversos aspectos observados com relação à aplicação específica em soldagem.

Com o projeto do transformador realizado, o **Capítulo 4** apresenta a montagem e os testes dos protótipos dos transformadores construídos a partir deste projeto. Os ensaios realizados tem como objetivo verificar a validade do projeto através da análise das formas de onda e de testes térmicos. Esta última etapa dos testes com o transformador encerra a abordagem deste elemento no presente trabalho.

Para atingir o objetivo de conseguir uma corrente alternada na saída da fonte de soldagem, o **Capítulo 5** apresenta três propostas de topologia de conversores possíveis de serem adaptados nesta fonte. Em cada proposta são apresentadas as etapas de operação, esforços e perdas nos semicondutores, bem como as características de comando necessárias para o bom funcionamento das estruturas. Estas estruturas propostas são também testadas através de simulações.

Por fim, o **Capítulo 6** apresenta os resultados obtidos em ensaios práticos através da montagem de dois protótipos das estruturas propostas no capítulo anterior. Os testes realizados neste capítulo tem como objetivo a comprovação prática e a viabilidade das estruturas propostas para uma aplicação futura em fontes de soldagem.

Na **Conclusão Geral** os resultados obtidos no estudo, projeto e resultados práticos, tanto do transformador quanto das topologias propostas, são comentados de uma forma geral através das características apresentadas ao longo deste trabalho. Ainda nesta conclusão geral são apresentadas algumas sugestões para melhoria do transformador e do conversor e outros possíveis estudos futuros nesta área.

Capítulo 1 - Fontes de Energia e Processos para Soldagem a Arco Voltaico

1.1 – Introdução

A evolução das fontes de soldagem a arco voltaico nas últimas décadas ocorreu graças ao avanço tecnológico e principalmente ao surgimento dos semicondutores de potência, possibilitando suprir as inúmeras exigências nos diversos setores industriais. A utilização da Eletrônica da Potência no ramo de soldagem de metais proporcionou desenvolver fontes comutadas com o controle dos parâmetros exigidos (corrente, tensão e etc.) através de estratégias de comutação dos interruptores.

As fontes comutadas no primário do transformador não somente possibilitaram o controle da energia entregue ao arco, mas também diminuíram principalmente o peso e o volume, diminuindo também os custos. As antigas fontes volumosas com potência entre 2 e 5kW passaram a dar lugar para as fontes do tipo portáteis, podendo ser levadas pelo operador a qualquer lugar.

Inúmeros estudos e o desenvolvimento de novas topologias dos conversores utilizados nas fontes de soldagens foram e estão sendo desenvolvidas buscando sempre aperfeiçoar os processos já existentes de soldagens.

Dentre os elementos básicos utilizados pelos conversores nas fontes com comutação no primário, o transformador é um elemento primordial para o bom funcionamento da estrutura. Este transformador é responsável pela isolação e pela adaptação das tensões envolvidas no processo de soldagem e por consequência, se torna responsável pela transferência de potência para o arco através da corrente induzida no enrolamento secundário. Isto quer dizer que é necessário se ter um bom projeto, capaz de suprir as necessidades e características peculiares aos processos de soldagens.

O fato das fontes terem a capacidade de operar em alta frequência faz com que o

transformador a ser projetado leve em consideração as metodologias de projeto de alta frequência que utilizam núcleos de ferrites. Estas metodologias de projeto são bastante difundidas na área de Eletrônica de Potência, principalmente nos projetos de fontes chaveadas. Porém, não se tem referências de metodologias de projeto de transformadores para a aplicação em soldagem, tornando-se então um importante assunto a ser estudado para promover cada vez mais a integração entre as áreas de pesquisa e desenvolvimento de tecnologia nacional.

Outra linha de pesquisa em fontes de soldagem estuda as diversas formas de se obter uma corrente de diferentes formas na saída da máquina. Estas diferentes formas de corrente são necessárias devido aos mais variados processos existentes de soldagem. Um exemplo é o processo TIG que pode ser realizado através da imposição de corrente contínua, alternada ou até mesmo pulsada, dependendo da aplicação. A maneira de conseguir estas diversas formas de corrente é através do estudo das topologias dos conversores. Este estudo de topologias abrange não somente o estudo da posição dos interruptores em uma estrutura, como também envolvem o estudo da maneira de realizar a comutação nos interruptores. Atualmente, as fontes que possuem topologia capaz de realizar diversos processos (chamadas de fontes multi-processos) são fontes de grande interesse de estudo, tanto para a área de soldagem, quanto para a área da eletrônica de potência.

1.2. Processos de Soldagem a Arco Voltaico

Atualmente, o arco voltaico é o principal meio de realizar a soldagem nos metais. Os processos de soldagem elétrica a arco realizam a fusão e união de peças através da ação localizada e direta de um arco voltaico.

1.2.1 O Arco Voltaico

O arco voltaico, ou arco elétrico, foi inicialmente utilizado para produzir luz devido a

grande intensidade de luminosidade que é capaz de produzir. Mas não foi a luminosidade que serviu de interesse para a área de soldagem e sim a grande quantidade de calor que este arco também é capaz de gerar.

Por definição, o arco voltaico consiste na passagem de corrente elétrica por um gás. Este gás se torna condutor quando passa a possuir elétrons livres, processo denominado como ionização do gás. Nesta ionização, o comportamento do gás muda de tal forma que recebe o nome de Plasma.

O arco voltaico é uma forma particular de Plasma, pois a caracterização de um arco está no fato de existir uma corrente elétrica circulando entre duas regiões de certa forma distintas, ou seja, regiões com diferença de potenciais (aplicados na prática entre o eletrodo e a peça).

Nos processos de soldagem, o arco voltaico é utilizado como fonte de calor, pois possui a característica de conseguir uma alta concentração de calor em um pequeno espaço.

1.2.2. Processos atuais de soldagem

Existem atualmente vários processos de soldagem para as mais diversas aplicações. Estes processos são:

- Soldagem com Eletrodos Revestidos (E.R.);
- Soldagem TIG;
- Soldagem Plasma;
- Soldagem MIG/MAG;
- Soldagem a Arco Submerso;
- Soldagem Eletrodo Tubular;

Cada um destes processos apresenta características específicas e se aplicam aos mais diversos tipos de metais. Devido ao fato da fonte utilizada neste trabalho operar somente com os processos Eletrodo Revestido e TIG, serão a seguir apresentadas somente as características

básicas destes dois processos.

a) Soldagem com Eletrodos Revestidos – E.R.

O processo com eletrodos revestidos é o processo de soldagem a arco mais utilizado devido a sua grande versatilidade. Esta versatilidade de uso se deve a simplicidade do equipamento necessário para realizar a solda. Estes equipamentos passaram a ser desenvolvidos com menor peso e volume através do uso de fontes comutadas no enrolamento primário do transformador. Seu campo de aplicação é bastante vasto e seu processo de soldagem necessita somente da própria fonte. Já para outros processos é necessário o uso de outros equipamentos como garrafas de gás, reguladores de pressão e outros. Existe ainda o fato da corrente necessária ser somente contínua, isto é, a fonte projetada não precisa operar com corrente alternada ou pulsada, tornando seu projeto de certa forma mais simples.

Os elementos que compõem o processo de soldagem com eletrodo revestido podem ser vistos na Fig. 1.1. O eletrodo utilizado é consumido durante o processo de soldagem e seu revestimento é composto por produtos complexos que exercem as funções de isolamento elétrico, isolamento térmico, direcionamento do arco, função metalúrgica (bom acabamento da solda), proteção do metal fundido e função ionizante.

Existe no mercado uma vasta quantidade de tipos de eletrodos, fato que não ocorre com os demais processos de soldagem. O processo é tão difundido que tradicionalmente não é lançado no mercado nenhum tipo de aço sem que antes já existam eletrodos revestidos capazes de efetuar a solda.

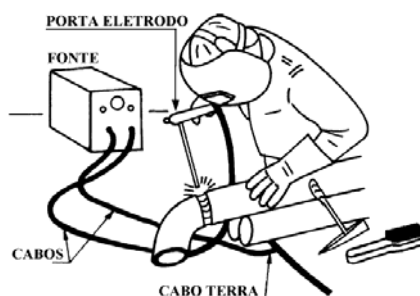


Fig. 1.1 - Elementos que compõem o processo de soldagem com eletrodo revestido.

b) Soldagem TIG

A soldagem TIG é indicada especialmente para aço inoxidável, magnésio, alumínio e suas respectivas ligas e ainda para metais especiais como o titânio. Para a soldagem em espessuras finas ou médias de aços comuns ou ligas, a soldagem TIG também pode ser implementada.

Este processo de soldagem possui a denominação TIG devido a utilização de eletrodos de tungstênio não consumível em uma atmosfera de gás inerte. A palavra TIG é a abreviação das palavras em inglês “*Tungsten Inert Gas*” (Tungstênio + Inerte + Gás). A fusão dos metais é realizada pela ação do arco voltaico inserido em uma atmosfera de gás inerte, cuja função é proteger o eletrodo e o metal de solda contra a ação do oxigênio e outros elementos existentes no ar, além de exercer a função de ionização. Este processo é realizado com ou sem adição de material. Os elementos básicos que compõem um processo de soldagem TIG, bem como um detalhe da soldagem em uma peça, podem ser vistos na Fig. 1.2. Nela pode-se ver que este processo agora não utiliza somente uma fonte mas também necessita de tubo de gás, de um ignitor e de uma tocha.

A soldagem neste processo envolve a utilização de materiais de consumo relativamente caro (gás inerte e o eletrodo de tungstênio) e necessita que o operador possua uma boa formação.

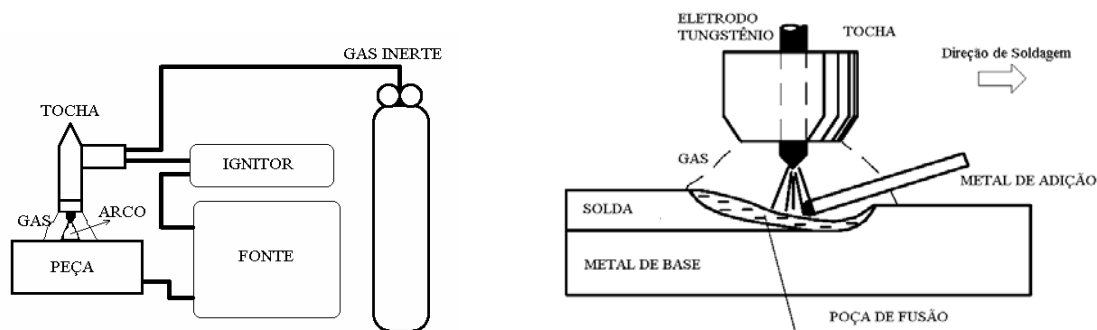


Fig. 1.2 - Elementos que compõem o processo de soldagem com eletrodo revestido.

O processo de soldagem TIG pode utilizar diversos tipos de corrente para fornecer o arco. Esta corrente pode ser contínua (polaridade direta ou reversa), pulsada ou com corrente alternada. A escolha do tipo de corrente depende do tipo de metal a ser soldado, da técnica de

soldagem, do gás de proteção e outros.

1.3. As Fontes de Energia para Soldagem

A seleção de uma fonte para um determinado processo de soldagem não é feita através da capacidade de corrente que a fonte é capaz de suprir e sim através da análise das suas características estáticas. Esta análise do comportamento estático consiste em verificar o comportamento da fonte em relação a corrente e a tensão quando esta fonte é submetida a uma variação de carga em regime estático. Estas características estáticas são representadas por um gráfico onde os eixos são a corrente e a tensão (médias ou eficazes), mostrando a quantidade de energia que a fonte pode fornecer quando solicitada em regime estático. Cada fonte possui uma família de características estáticas que, juntamente com a escolha do processo de soldagem e de outros fatores como o comprimento do arco e da atmosfera ionizante, determinarão a viabilidade do processo de soldagem.

As características estáticas classificam as fontes de energia em dois tipos: Fontes de Tensão Constante e Fontes de Corrente Constante. A Fig. 1.3 mostra as características estáticas de fontes de energia para soldagem para estes dois tipos de classificação. Analisando esta figura, pode-se observar que para as fontes com características de tensão constante, uma pequena variação na tensão irá ocasionar uma grande variação na corrente. Para os processos onde a soldagem é realizada de forma manual, o operador não consegue manter todo o tempo o mesmo comprimento de arco. Sendo que o comprimento do arco está diretamente ligado a tensão do arco, uma pequena variação deste resultará numa grande variação da corrente. Como a corrente é o parâmetro principal a influenciar na soldagem, fontes com características de tensão constante não devem ser aplicadas em processos manuais de soldagem. Elas se adaptam melhor em soldagens automáticas ou semi-automáticas com eletrodos consumíveis.

As fontes de corrente constante são perfeitamente aplicadas nos processos TIG, Plasma, Eletrodo Revestido e para todo processo manual onde as variações do comprimento do arco não resultam em variações bruscas de corrente.

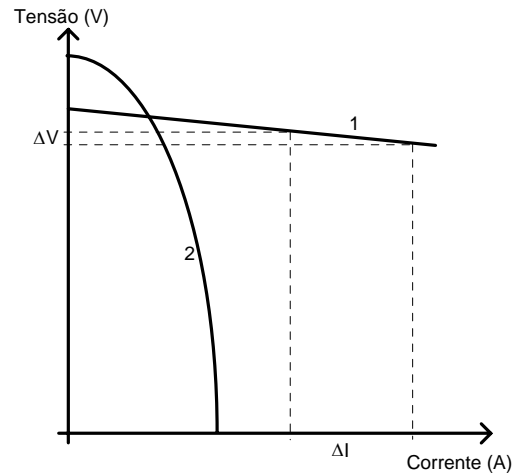


Fig. 1.3 - Características Estáticas de Fontes de Energia para Soldagem:
1- Tipo Tensão Constante; 2- Tipo Corrente Constante.

Fundamentalmente as fontes de energia para soldagem podem ser classificadas em dois grandes grupos. O primeiro grupo classifica as fontes onde a potência de saída da máquina não é obtida somente da adaptação ou transformação direta da energia elétrica. Estas fontes de soldagem utilizam também outras fontes de energia para acionar motores que irão, por sua vez, acionar geradores ou alternadores rotativos responsáveis pela transferência de potência no processo de soldagem. As fontes deste primeiro grupo são chamadas de fontes convencionais.

As fontes pertencentes ao segundo grupo são fontes de soldagem que tem a característica de utilizar ou adaptar a energia elétrica sem transformá-la em outro tipo intermediário de energia. Este segundo grupo pode ser ainda dividido em fontes do tipo convencionais, onde o controle de energia para o arco é realizado através de princípios eletromagnéticos (ajustes de transformadores, bobinas, núcleos magnéticos) e fontes eletrônicas onde o princípio de transferência de energia para o arco está baseado na utilização de semicondutores do tipo tiristores ou transistores específicos.

As fontes convencionais, para ambos os grupos descritos acima, foram as primeiras fontes desenvolvidas para soldagem a arco. Estas fontes eram desenvolvidas utilizando transformadores e os conversores rotativos. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, as fontes de soldagem passaram para uma nova era. Os semicondutores, como os diodos

retificadores proporcionaram para as fontes a transformação direta de energia elétrica alternada para contínua com um custo menor.

Com a implementação dos tiristores, foi possível então controlar a quantidade de energia entregue pelas pontes retificadoras e a tensão entregue ao arco passou a ser controlada com um menor custo e volume. As fontes para soldagem então passam por uma nova transformação a medida em que surgiram os transistores de potência. Surgia então a era das fontes modernas de energia.

Com novas fontes de energia transistorizadas foi possível projetar fontes que operam em alta-freqüência de comutação para diversos processos de soldagem, reduzindo o tamanho e o peso dos equipamentos. Estas fontes transistorizadas possuem a grande facilidade de controlar tanto a tensão quanto a corrente de formas distintas, mudando somente a variável de monitoração. Os transistores atuam como interruptores que controlam a variável de soldagem desejada interrompendo ou permitindo o fluxo de corrente para o arco. A dissipação de energia nas fontes transistorizadas foram minimizadas pois idealmente um transistor em condução possui tensão nula sobre seus terminais e quando bloqueado não possui corrente. Os interruptores utilizados nestes tipos de fonte são do tipo Bipolar, MOSFET's e IGBT's.

1.3.1. Fontes Transistorizadas Comutadas no Secundário

As fontes transistorizadas com comutação no secundário do transformador foram as primeiras fontes a serem desenvolvidas com as técnicas que utilizam os interruptores em comutação (interruptores abertos ou fechados). Este tipo de fonte possui uma estrutura básica que pode ser vista na Fig. 1.4 [1]. Nesta figura, pode ser visto o transformador que é responsável pela adaptação da tensão da rede para um nível adequado com o processo e ainda isolar a saída da máquina em relação a rede. Os outros componentes básicos deste tipo da fonte são: retificador (transforma tensão alternada em contínua); conversor responsável pelo controle da corrente e indutor de filtro de saída (limita a ondulação de corrente).

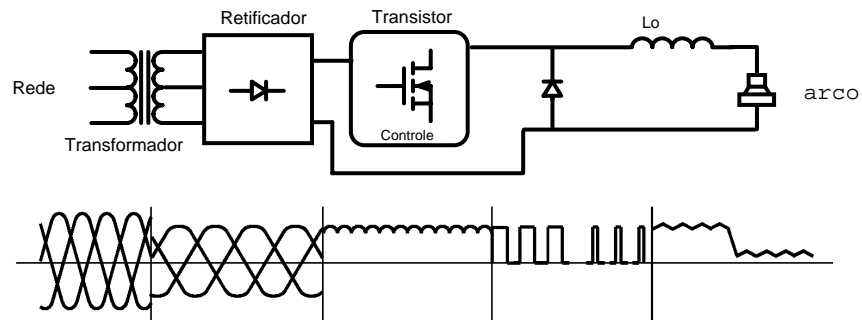


Fig 1.4 – Estrutura básica de potência de uma fonte comutada no secundário.

1.3.2. Fontes Transistorizadas Comutadas no Primário

As fontes de soldagem que realizam a comutação no primário do transformador tem como objetivo principal a redução do volume e peso do transformador. São também chamadas de fontes INVERSORAS e sua estrutura básica pode ser vista na Fig. 1.5. Nesta figura, o transformador tem a função de fazer o isolamento galvânico entre a rede e a saída da fonte. Outra função deste transformador é adaptar o nível de tensão para um valor pequeno, garantindo a segurança do operador.

Fazem parte ainda da estrutura básica um retificador de entrada (transforma tensão alternada em contínua), um conversor inversor (transforma tensão contínua em tensão alternada), um segundo retificador (transforma tensão alternada de alta frequência em contínua) e ainda um filtro de saída para limitar a ondulação da corrente da saída.

A grande vantagem deste tipo de fonte com relação a fonte com comutação no secundário é a redução do peso e volume do transformador. Outra vantagem também consiste em um leve aumento no rendimento da estrutura devido as perdas nos interruptores ser menor no lado primário do transformador, onde os níveis de corrente são menores do que no secundário.

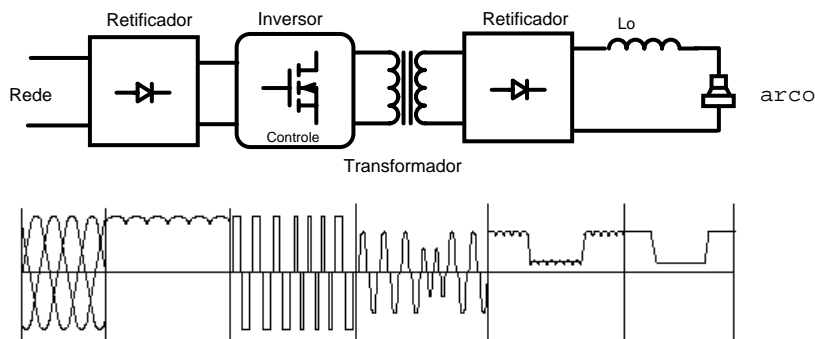


Fig. 1.5 – Estrutura básica de potência de uma fonte comutada no primário.

Quanto a eficiência, o fato destas fontes serem do tipo inversoras não garantem a elas uma maior eficiência quando comparadas com as fontes comutadas no secundário. Esta está ligada a estratégia de controle do arco, que pode ser igualmente implementada nas fontes com comutação no secundário. O tipo de comutação utilizado nestas fontes (primário ou secundário) tem a função apenas de reduzir o peso e o volume [1].

1.4. Objetivos

Este trabalho tem como objetivo inicial realizar um estudo das características do transformador de alta-freqüência utilizado em fonte para os processos TIG e Eletrodo Revestido operando com corrente de saída contínua. Primeiramente serão obtidas as características do transformador já utilizado e serão analisadas alternativas para melhorar o projeto do mesmo, bem como, propor uma metodologia de projeto para transformadores utilizados em processos de soldagem, uma vez que não há referências de projeto para este tipo de aplicação. Após este estudo, serão realizados alguns projetos para a fonte utilizada e a verificação da sua validade através da montagem de protótipos e de testes térmicos.

Outro objetivo deste trabalho é propor topologias para obter diferentes formas de onda de corrente na saída da fonte. O conversor estudado inicialmente neste trabalho produz uma corrente de saída somente contínua. Objetivando abranger outros processos de soldagem, principalmente para a soldagem TIG, a segunda etapa do trabalho será dedicada a análise de

alternativas de topologias para obter uma saída de corrente alternada.

Esta segunda etapa do trabalho visa desenvolver meios de se conseguir uma corrente alternada a partir da estrutura já utilizada, analisando-se as etapas de operação e a simulação das topologias propostas. Comprovada a eficiência de cada uma, será então realizada a montagem de protótipos para se avaliar os resultados experimentais.

Capítulo 2 - Estudo do Conversor Utilizado pela Fonte de Soldagem

2.1 - Introdução

Antes de iniciar o estudo do transformador de alta frequência, é necessário ter um completo conhecimento do conversor utilizado na fonte de soldagem utilizada nesta etapa inicial deste trabalho. O objetivo deste capítulo é então apresentar este conversor.

Iniciando pela apresentação das características gerais que a fonte apresenta para o processo de soldagem, este capítulo mostrará também as etapas de operação do conversor, as características de controle e as características de funcionamento.

Também será mostrada uma análise dos esforços nos semicondutores e a obtenção das perdas nos interruptores e nos diodos.

2.2. Características Gerais da Fonte de Soldagem Utilizada

A fonte de soldagem utilizada neste estudo é uma máquina desenvolvida pelo Laboratório de Soldagem – LABSOLDA, da Universidade Federal do Santa Catarina e pela IMC – Engenharia de Soldagem Instrumentação e Automação Ltda, modelo Larry TE160 (ver Fig. 2.1). Trata-se de um equipamento transistorizado com tecnologia de comutação no primário, capaz de realizar soldagens manuais do tipo TIG e Eletrodo Revestido (E.R.) [2]. Nela são agregadas funções relevantes, tanto para o Processo TIG quanto para Eletrodo Revestido (ER), descritas a seguir.

Dentre as características da máquina, os parâmetros relevantes para este trabalho que a fonte de soldagem possui são:



Fig. 2.1 - Fonte de soldagem utilizada: LARRY TE 160.

- Proteção Térmica;
- Função Estabilizadora do Arco em E.R. (“Arc Force”);
- Função de Acendimento Fácil do Arco em E.R. (“Hot Start”)
- Acendimento do arco TIG por controle eletrônico (“Lift Arc”);
- Opcional: controle eletrônico para válvula solenóide com pré e pós-gás.

Os dados técnicos da fonte podem ser vistos na tabela 2.1. Esta tabela mostra as faixas de valores de corrente e tensão que a máquina opera. Para projeto e análise do conversor, serão adotados como parâmetros nominais uma corrente média na saída de 110A e tensão média de 24V.

Tabela 2.1 – Especificações Técnicas da Fonte de Soldagem Larry TE 160.

Tipo de Corrente:		Contínua
Faixa de Corrente:	TIG	(7 a 160) A
	E.R.	(7 a 140) A
Fator de Trabalho a 30°C Temp. Ambiente	TIG	160 A / 16V : 25%
		110 A / 14V : 100%
	E.R.	140 A / 26V : 30%
		110 A / 24V : 100%
Corrente de Alimentação:		26 A para 140 A / 26 V
Tensão de Alimentação:		220 V Fase/Fase no sistema trifásico 220V Fase/Neutro no sistema trifásico 380 V
Frequência:		50 / 60 Hz
Dimensões (larg. x altura x prof.):		145 x 245 x 420 mm
Tensão a vazio:		83V
Peso:		8 kg

Das características adicionais relevantes, a máquina oferece as seguintes funções:

“Hot Start”: Acendimento fácil do arco para E.R.

Função que confere à máquina proporcionar uma corrente máxima de 140A sempre que for iniciada a soldagem. Isto proporciona o acendimento do arco mais fácil e reduz as falhas na solda (porosidade e outros).

“Arc Force”: Estabilização do arco. E.R.

Função que faz com que o equipamento forneça uma sobre-corrente sempre que houver tendência de uma colagem do eletrodo na peça a ser soldada. Funciona com monitorização constante da Tensão de arco. Quando o arco tenta extinguir, uma corrente de 140A é aplicada para revitaliza-lo.

“Lift Arc”: Controle eletrônico para abertura do Arco. TIG

Faz com que a corrente circulante durante o curto-circuito seja limitada a um valor mínimo necessário para somente aquecer o eletrodo. O arco deve acender quando o operador afastar o eletrodo da peça. Assim, limita-se a 15A a corrente de curto-circuito enquanto a tensão do arco não ultrapassar um valor aproximado de 5V (escolhido como indicativo de abertura do arco).

Uma observação importante a ser feita é que esta fonte de soldagem não é indicada para realizar solda em ligas de alumínio pois só fornece corrente de saída contínua. Para este tipo de soldagem, é mais indicado a aplicação de corrente alternada, assunto que será posteriormente abordado neste trabalho.

2.3 - Conversor Utilizado

2.3.1. Apresentação do conversor

A fonte de soldagem utilizada nesta primeira fase do trabalho apresenta um conversor *Forward*, cuja topologia pode ser vista na Fig. 2.2. Trata-se de um conversor *Forward* que utiliza dois interruptores (T_1 e T_2) e que possui modo de operação igual a um conversor *Forward* clássico com um interruptor mostrado na Fig. 2.3. O conversor que possui dois

interruptores apresenta duas grandes vantagens com relação ao *Forward* com apenas um interruptor, que serão aqui mostradas.

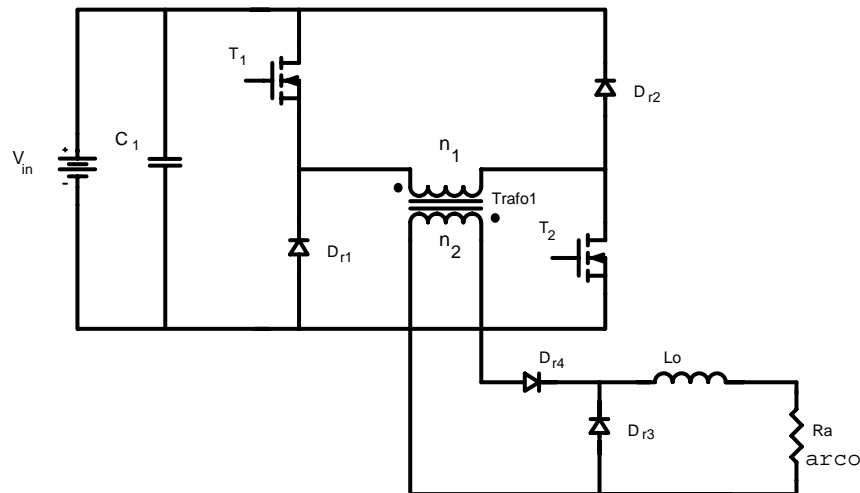


Fig. 2.2 – Conversor *Forward* com dois interruptores utilizado pela Fonte de Soldagem .

O conversor mostrado na Fig. 2.2 é composto pelos seguintes componentes:

- V_{in} é a fonte de alimentação;
- C_1 é o capacitor de filtragem;
- Trafo1 é o transformador de alta frequência com um enrolamento primário n_1 e um enrolamento secundário n_2 ;
- D_{r4} é o diodo retificador de saída;
- D_{r3} é o diodo de roda livre da saída do conversor;
- L_o é o indutor de filtragem da saída;
- T_1, T_2 , são os interruptores (MOSFET's) do conversor *Forward*;
- D_{r1} , e D_{r2} são os diodos de roda livre;
- R_a é a resistência que representa o arco elétrico.

A fonte de alimentação V_{in} representa a tensão da rede retificada através de uma ponte retificadora de onda completa a diodos. Para simplificar a análise, a partir deste instante esta fonte de alimentação V_{in} e o capacitor de filtragem C_1 serão substituídos por uma fonte de

tensão constante de valor E , que representará a fonte de alimentação para o conversor.

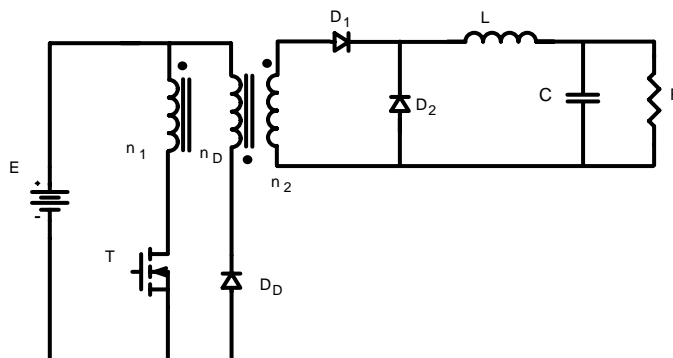


Fig. 2.3 - Conversor Forward clássico com um interruptor.

Os interruptores controláveis T_1 e T_2 da Fig. 2.2 são do tipo MOSFET's e os diodos D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} e D_{r4} são do tipo ultra-rápidos. O arco elétrico é representado através da resistência R_a .

A função do conversor *Forward* com dois interruptores é controlar a energia entregue ao arco através da comutação dos interruptores T_1 e T_2 . A maneira com que estes interruptores são controlados é resultado da técnica de modulação PWM com controle de pico de corrente. O foco principal do controle é a corrente de saída, ou a corrente do arco, denominada por I_o .

2.3.2. Princípio de Operação e Etapas de Funcionamento

O funcionamento do conversor *Forward* com dois interruptores é igual ao conversor *Forward* clássico com apenas um interruptor [3]. A primeira observação a ser feita na estrutura é que o transformador de alta frequência apresenta apenas dois enrolamentos, sendo que não existe o enrolamento de desmagnetização (n_D), assim como o diodo em série com este enrolamento (D_D), vistos na Fig. 2.3. Isto significa que não há energia da indutância de dispersão dissipada em circuitos de *snubbers*, uma vez que esta energia armazenada durante o tempo de condução dos interruptores é retornada para a fonte E durante o intervalo em que os diodos D_{r1} e D_{r2} estão conduzindo.

Outra vantagem desta configuração é que a tensão máxima aplicada sobre os interruptores T_1 e T_2 é a tensão máxima de alimentação E . Isto representa uma vantagem com

relação ao Forward clássico onde a tensão sobre o interruptor é o dobro de tensão de alimentação.

Os interruptores T_1 e T_2 são comandados sempre aos pares e os diodos D_{r1} e D_{r2} são do tipo ultra-rápidos, uma vez que sua função primordial é oferecer um caminho para a corrente e desmagnetizar o transformador. As formas de onda relevantes podem ser vistas na Fig. 2.4. A partir desta figura as etapas de funcionamento serão explicadas.

O controle deste conversor utiliza a modulação PWM com controle do pico da corrente com algumas observações válidas a serem feitas: a frequência de comutação é fixa e para que o transformador consiga desmagnetizar a cada ciclo de comutação, a razão cíclica máxima ajustada pelo controle é de 50%. Este controle da corrente será melhor explicado a seguir.

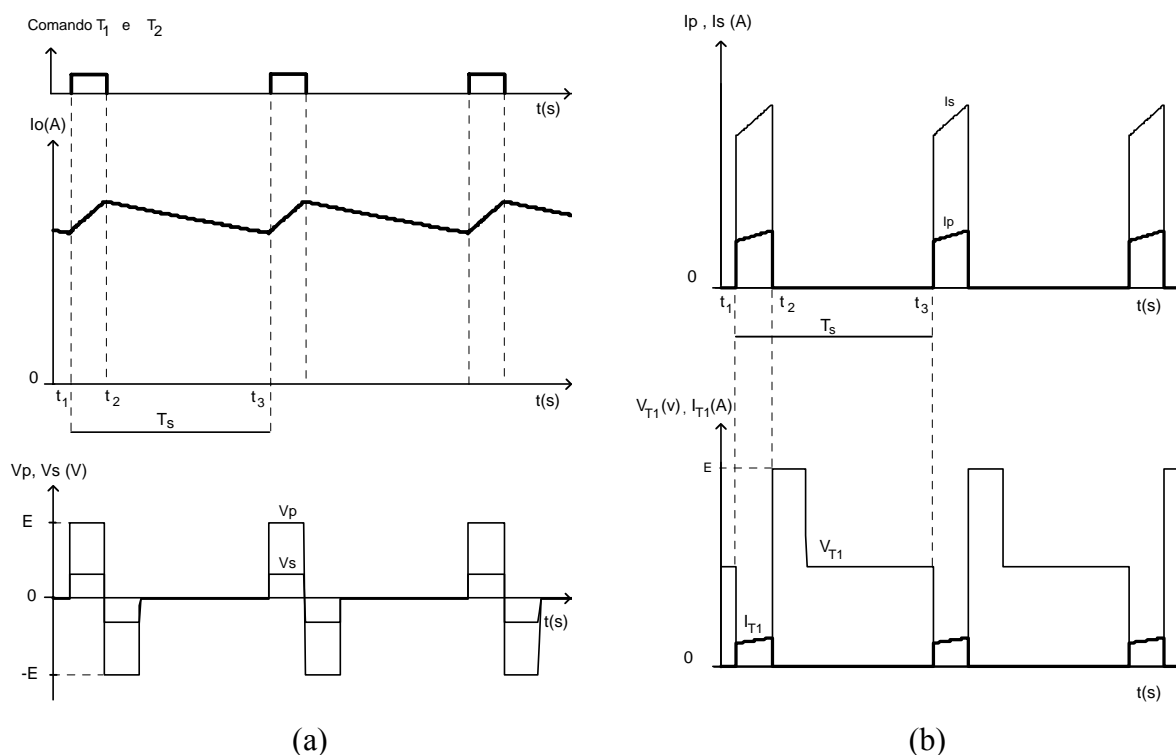


Fig. 2.4 - Formas de onda do conversor:

(a) Comando dos Interruptores, Corrente de saída I_o e Tensão do enrolamento primário V_p e secundário V_s ; (b) Corrente no enrolamento primário I_p e secundário I_s , tensão e corrente no interruptor T_1 .

2.3.2.1. Etapa 1 (t_1 a t_2)

Este intervalo corresponde ao tempo em que os interruptores T_1 e T_2 conduzem a corrente proveniente da fonte E possibilitando a transferência de energia para a saída do conversor. No instante t_1 a tensão E é aplicada sobre o enrolamento primário n_1 do transformador, fazendo com que a corrente neste enrolamento cresça até o instante em que T_1 e T_2 são bloqueados. A tensão V_s , que é induzida no enrolamento secundário, polariza o diodo D_{r4} , que conduz a corrente conforme a Fig. 2.5. O diodo D_{r3} está inversamente polarizado e não participa desta etapa.

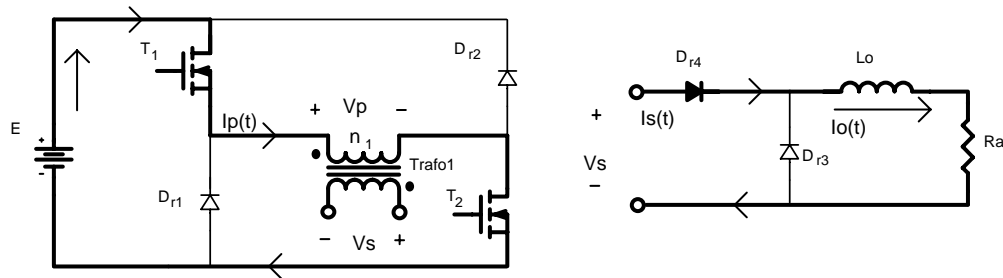


Fig. 2.5 – Etapa 1 de funcionamento do conversor já utilizado pela fonte de soldagem.

2.3.2.2. Etapa 2 (t_2 a t_3)

No instante em que o comando bloqueia os interruptores T_1 e T_2 , a corrente sobre o enrolamento primário I_p mantém o mesmo sentido devido a polarização direta dos diodos D_{r1} e D_{r2} que passam a conduzir a corrente, conforme a Fig. 2.6. O enrolamento primário do transformador fica submetido a tensão E reversa, forçando esta corrente a decrescer. Estes diodos conduzirão até a corrente no enrolamento primário se extinguir, desmagnetizando o transformador.

A aplicação de uma tensão reversa no primário implica numa tensão também reversa no secundário do transformador. O Diodo D_{r3} é polarizado diretamente e entra em condução, oferecendo um caminho para a corrente de saída I_o , caracterizando a etapa como roda-livre.

Quando iniciar um novo período do PWM, o comando aciona novamente os interruptores T_1 e T_2 . A corrente volta a crescer e tem-se novamente a Etapa 1.

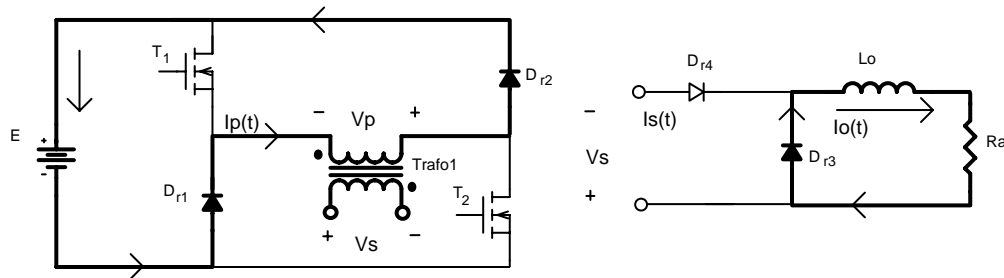


Fig. 2.6 – Etapa 2 de funcionamento do conversor já utilizado pela fonte de soldagem.

2.3.3. Técnica de comutação dos interruptores e controle de corrente utilizados pela fonte de soldagem.

Para se obter uma maneira de controlar a corrente ou a tensão de saída do conversor, os interruptores podem ser submetidos a diversas técnicas de modulação. As duas modulações mais utilizadas são a modulação por valores extremos ou histerese e a modulação PWM (*Pulsed Width Modulation*) [4].

A modulação PWM controla uma variável através do ajuste da razão cíclica. Os pulsos de comando possuem frequência fixa, mas a largura é variável. Através do uso de uma corrente de referência, a modulação PWM ajustará a corrente de saída de forma a obter o valor desta referência através da razão cíclica, que determinará o tempo de condução dos interruptores.

Já a modulação por valores extremos realizada em malha fechada permite obter o controle da corrente de saída I_o através do monitoramento do valor instantâneo desta corrente. Diz-se valores extremos devido ao fato do controle atuar sobre os interruptores de maneira a manter a corrente de saída entre um valor mínimo $I_{o_{min}}$ e um valor máximo $I_{o_{max}}$ em relação a uma corrente de referência $I_{o_{ref}}$. Um exemplo do comportamento da corrente de saída com modulação por valores extremos pode ser visto na Fig. 2.7. Observa-se que através de uma corrente de referência alternada, a corrente de saída segue esta referência com uma ondulação ΔI_o , determinada pelos valores máximos e mínimos.

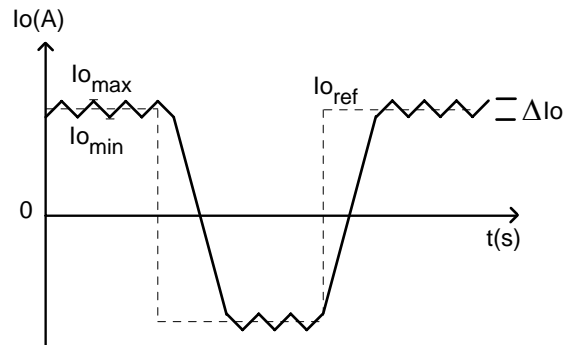


Fig. 2.7. – Exemplo de corrente de saída I_o modulada por valores extremos.

O monitoramento dos valores instantâneos da corrente de saída faz com que seja mantida esta corrente dentro de uma ondulação ΔI_o determinada. Isto representa uma vantagem, pois garante que a corrente não irá ultrapassar seus limites máximos, protegendo os interruptores.

Na maioria dos processos de soldagem, a corrente de saída é a variável a ser controlada [4]. Na fonte estudada neste capítulo, o controle é realizado também para a variável corrente de saída I_o . A Fig. 2.8 mostra o diagrama de blocos das partes principais que compõem o controle desta corrente. O processo consiste em obter a medida do valor da corrente de saída I_o através de um sensor de corrente, cuja leitura é comparada com um sinal de referência I_{o_ref} através do controle. Este controle determinará a lógica de comando (condução e bloqueio) dos interruptores no conversor e assemelha-se ao controle por valores extremos com relação a controlar o valor máximo da corrente.

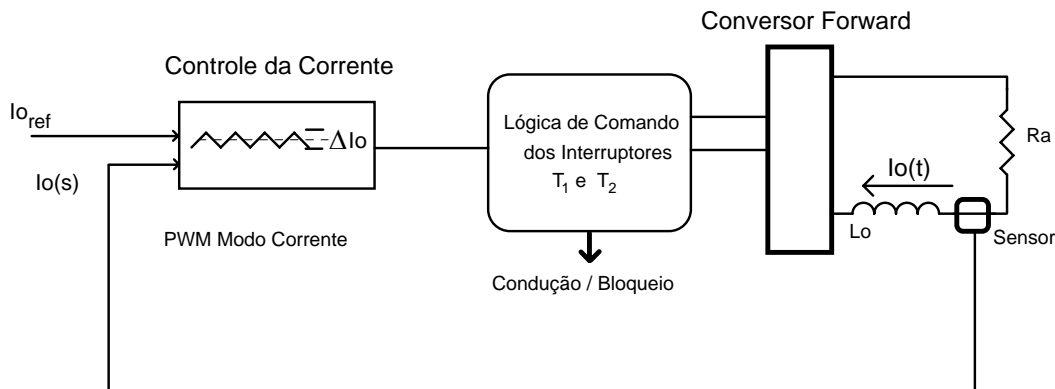


Fig. 2.8 – Diagrama de blocos do processo para controle da corrente de saída I_o .

O controle da corrente de saída é realizado através da utilização de um circuito integrado, conhecido como “*Current Mode PWM Controller*”, fabricado pela Unitrode Semiconductor Products (família UC3842/3/4/5), que realiza na fonte de soldagem uma modulação PWM com controle do pico de corrente [5]. Seu funcionamento pode ser resumidamente exemplificado através da Fig. 2.9.

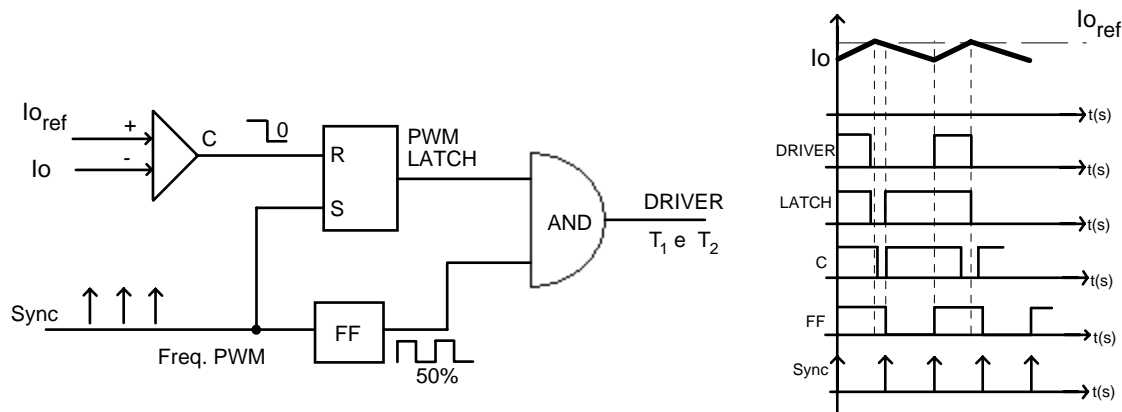


Fig. 2.9 – Resumo do funcionamento do controle de corrente utilizado na fonte de soldagem.

Nesta Fig. 2.9, a corrente adquirida pelo sensor de corrente (I_o) é comparada com o sinal da corrente de referência $I_{o_{ref}}$. Enquanto esta corrente de saída for menor que a referência, o sinal PWM LATCH mantém nível alto. O sinal Sync é responsável em impor uma frequência, isto é, um sinal de sincronismo para a estrutura que ao passar pelo Flip-Flop FF produz uma onda quadrada positiva com uma razão cíclica de 50%. O sinal PWM LATCH e o sinal proveniente de FF são submetidos a uma porta lógica do tipo AND, produzindo o sinal DRIVER, que representa o pulso de comando dos GATES dos interruptores. A utilização desta porta AND garante que o sinal do DRIVER possuirá uma razão cíclica máxima de 50%, garantindo para a estrutura a segurança necessária para o uso do transformador de alta frequência.

Quando o sinal da corrente de saída atinge a referência, o comparador faz com que o circuito ative o Reset (R), desativando PWM LATCH por um pequeno instante e por consequência, bloqueando os interruptores. A corrente de saída irá decrescer até o instante em que o sinal Sync comandar novamente os interruptores através da entrada Set (S).

Assim, o controle da corrente é realizado através de uma modulação PWM com um controle do valor máximo (pico) da corrente de saída. Isto quer dizer que há um monitoramento constante do valor máximo da corrente de saída, garantindo a segurança dos interruptores.

2.3.4. Característica Externa

Analisando o conversor, a tensão média de saída para o conversor V_o é determinada através da equação (2.1).

$$V_o = n.E. \frac{(t_2 - t_1)}{T_s} \quad (2.1)$$

A razão cíclica D do conversor, que representa a razão entre o intervalo de condução dos interruptores T_1 e T_2 e o período de comutação T_s é definido através de:

$$D = \frac{(t_2 - t_1)}{T_s} \quad (2.2)$$

A equação (2.1) pode então ser reescrita para que se obtenha a característica externa do conversor, expressa na equação (2.3).

$$V_o = n.E.D \quad (2.3)$$

Onde:

V_o : Tensão média de saída ou tensão do arco;

E : Tensão de entrada do conversor;

D : Razão cíclica do conversor;

n : Relação de transformação do transformador de alta frequência (n_2/n_1).

A equação (2.3) mostra que a tensão média de saída depende da razão cíclica e da relação de transformação do transformador.

Como a carga é o arco elétrico, que pode ser representado por uma resistência para fins de modelagem, a corrente média de saída do conversor é expressa na equação (2.4).

$$I_o = \frac{V_o}{R_a} \quad (2.4)$$

Onde:

I_o : Corrente média de saída ou corrente do arco;

V_o : Tensão média da saída ou tensão do arco;

R_a : Resistência do arco.

A ondulação de corrente de saída ΔI_o é uma das conseqüências da utilização da comutação dos interruptores e sua amplitude está diretamente ligada ao indutor de filtragem de saída L_o , com a freqüência de comutação f_s e com a tensão E referida ao secundário do transformador (denominada aqui de V_s). Quanto menor esta ondulação, mais próxima a corrente fica do seu valor de referencia, porém a confecção do indutor L_o se torna mais difícil, ainda mais na aplicação do conversor em soldagem cujos níveis de corrente são elevados.

O cálculo deste indutor de saída L_o depende do tipo de conversor utilizado e seu valor define a resposta dinâmica da corrente [1]. Para determinar este valor, o conversor possui etapas de operação que podem ser resumidas através da Fig. 2.10. Durante a etapa em que a corrente I_o cresce (Fig. 2.10 (a)), através da análise do circuito tem-se a equação (2.5). Para o intervalo de tempo em que esta corrente decresce (Fig. 2.10 (b)), tem-se a equação (2.6). Ambas equações podem ser utilizadas para determinar o valor de L_o .

$$L_o = \frac{(V_s - V_o)}{(\Delta I_s / \Delta t_s)} \quad (2.5)$$

$$L_o = \frac{V_o}{(\Delta I_d / \Delta t_d)} \quad (2.6)$$

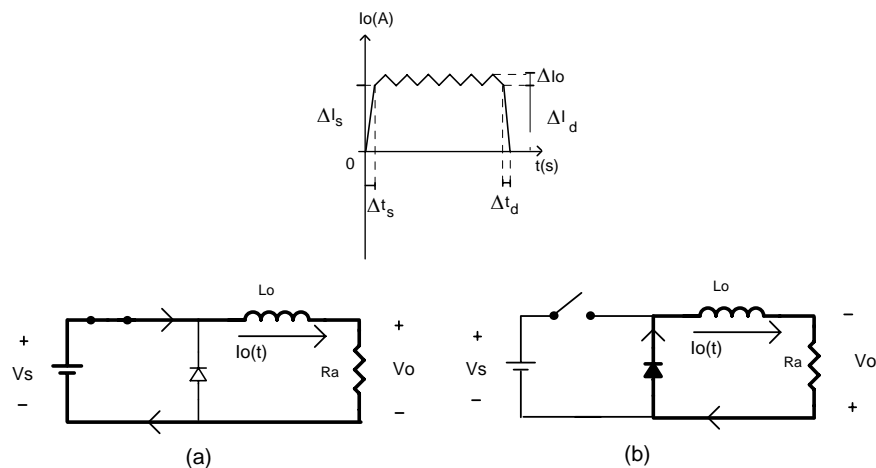


Fig. 2.10 – Resumo do funcionamento do circuito de saída do conversor.

Quanto aos valores de ΔI_o para a aplicação em soldagem, é comum ter fontes que operam em torno de 10A ou mais. Algumas fontes de soldagem para determinadas aplicações possuem este valor de ondulação em torno de 40A, porém é importante ressaltar que grandes valores de ondulação comprometem a estabilidade do arco quando a fonte é, por exemplo, utilizada para um processo com corrente pulsada, ou ainda, quando a corrente de saída for menor do que $\Delta I_o/2$.

2.3.5. Análise dos Esforços nos Semicondutores

Os semicondutores utilizados no conversor são diodos e MOSFET's de potência, capazes de operar com elevadas correntes devido à exigência de operação em soldagem. Por tal motivo, é importante determinar as tensões e correntes que serão utilizadas para calcular suas perdas, tanto em condução quanto no bloqueio.

2.3.5.1. Esforços nos interruptores T_1 e T_2

Para análise nos interruptores serão apresentadas a tensão eficaz máxima e a corrente eficaz que flui sobre cada interruptor. Com base nestas duas características, serão determinadas as perdas nos interruptores.

a) Tensão máxima sobre os interruptores

Como já fora dito anteriormente nas etapas de operação, a configuração *Forward* com dois interruptores faz com que a tensão máxima sobre cada interruptor seja a máxima tensão de entrada E .

$$V_{\max(T_1, T_2)} = E_{\max} \quad (2.7)$$

b) Corrente eficaz máxima nos Interruptores

Para calcular a corrente eficaz máxima, com base na Fig. 2.4(a) que mostra o

comportamento da corrente que circula pelo interruptor, tem-se a equação (2.8).

$$I_{ef \max(T_{1,2})} = \left[\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} I_p^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.8)$$

Considerando que o tempo inicial para calcular $t_1=0$ e o tempo $t_2=D.T_s$, a equação (2.8) pode ser expressa na equação (2.9).

$$I_{ef \max(T_{1,2})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D.T_s} I_p^2 dt} \quad (2.9)$$

Onde:

$I_{ef \max(T_{1,2})}$: Corrente eficaz máxima dos interruptores T_1 e T_2 ;

D : Razão cíclica;

T_s : Período de comutação;

I_p : Corrente que atravessa o enrolamento primário do transformador;

Resolvendo a equação (2.9), tem-se a expressão (2.10) para a corrente eficaz:

$$I_{ef \max(T_{1,2})} = I_p \cdot \sqrt{D} \quad (2.10)$$

2.3.5.2. Esforços nos diodos D_{r3} e D_{r4}

Para a análise do dimensionamento dos diodos, faz-se necessário determinar a corrente média e a máxima tensão reversa sobre os mesmos.

a) Tensão máxima reversa sobre diodos D_{r3} e D_{r4}

A tensão máxima reversa sobre os diodos D_{r3} e D_{r4} será a máxima tensão de entrada referida ao enrolamento secundário

$$V_{\max rev(D_{r3}, D_{r4})} = n.E_{\max} \quad (2.11)$$

Onde:

n : relação de transformação n_2/n_1

E : Tensão de entrada do conversor

b) Corrente média nos diodos D_{r3} e D_{r4}

Para determinar a corrente média em cada diodo, tem-se as equações (2.12) e (2.13). Nestas equações, I_o representa a corrente média de saída do conversor.

$$I_{medDr4} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_o dt \quad (2.12)$$

$$I_{medDr3} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} I_o dt \quad (2.13)$$

Resolvendo as equações, tem-se as expressões para as correntes médias desejadas:

$$I_{medDr4} = I_o D \quad (2.14)$$

$$I_{medDr3} = I_o (1 - D) \quad (2.15)$$

2.3.6. Determinação das Perdas nos Semicondutores

As perdas para os interruptores do tipo MOSFET e para os diodos são determinadas pelas suas perdas em condução e em comutação.

2.3.6.1. Perdas de Condução nos Interruptores T_1 e T_2

As perdas por condução nos interruptores é devida a resistência de condução do MOSFET, denominada R_{ds} e expressa na equação (2.16). Os diodos intrínsecos dos interruptores não participam das etapas e não entram no cálculo das perdas.

$$P_{con(T_{1,2})} = R_{ds} \cdot I_{ef \max(T_{1,2})}^2 \quad (2.16)$$

As perdas totais para os dois interruptores são determinadas na expressão (2.17).

$$P_{totalcon(T_{1,2})} = 2 \cdot R_{ds} \cdot I_{ef \max(T_{1,2})}^2 \quad (2.17)$$

Onde:

$P_{totalcon(T_{1,2})}$: Perda total dos interruptores em condução;

R_{ds} : Resistência em condução do MOSFET durante a condução;

2.3.6.2. Perdas de Comutação nos Interruptores T_1 e T_2

As perdas na comutação dos interruptores são perdas que ocorrem durante a entrada em condução e no bloqueio. Estas perdas ocorrem devido a existência simultânea de tensão e corrente durante a comutação dos mesmos [6]. Analisando a Fig. 2.11, durante os tempos de comutação t_r e t_f , verifica-se que ocorre a presença de tensão e corrente ao mesmo tempo, determinando a existência de perdas durante esta comutação.

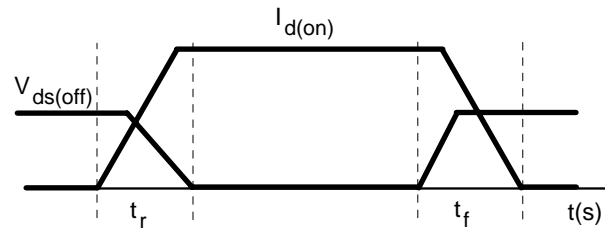


Fig. 2.11 – Formas de onda de corrente e tensão sobre um interruptor.

A equação (2.18) mostra a expressão para calcular as perdas por comutação, onde:

$P_{comut(T1,2)}$: Perdas por comutação de T_1 e T_2 ;

f_s : Frequência de comutação;

t_r : Tempo de entrada em condução do interruptor;

t_f : Tempo de bloqueio do interruptor;

$V_{ds(off)}$: Tensão entre dreno e source quando bloqueado;

$I_{d(on)}$: Corrente que circula pelo interruptor.

$$P_{comut(T1,2)} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{d(on)} \cdot V_{ds(off)} \quad (2.18)$$

2.3.6.3. Perdas de Condução nos diodos D_{r3} e D_{r4} .

As perdas por condução nos diodos D_{r3} e D_{r4} podem ser determinadas através das equações (2.19) e (2.20).

$$P_{con(Dr4)} = V_{TO} \cdot I_{medDr4} \quad (2.19)$$

$$P_{con(Dr3)} = V_{TO} \cdot I_{medDr3} \quad (2.20)$$

Onde:

V_{TO} : Tensão do diodo durante condução;

$I_{med(Dr3)}$: Corrente média no diodo D_{r3} ;

$I_{med(Dr4)}$: Corrente média no diodo D_{r4} ;

2.4. Conclusão

Este capítulo apresentou um estudo do conversor utilizado na fonte de soldagem. Com as características de funcionamento mostradas neste capítulo, bem como a apresentação das etapas do conversor e a forma de controle utilizada, foi possível entender os aspectos relevantes da máquina que servirão de base, não somente para projetar o transformador, mas também para estudar propostas de novas topologias para se obter uma corrente alternada na saída.

Capítulo 3 - Estudo das Características e Projeto do Transformador de Alta Freqüência.

3.1 - Introdução

Após a análise das características do conversor utilizado na fonte de soldagem foi possível observar a grande importância que o transformador de alta freqüência possui para o bom desempenho da fonte. Como ela opera com uma potência relativamente elevada, um bom projeto deste elemento magnético irá influenciar na eficiência da máquina. Caso o projeto deste transformador não seja efetuado de maneira satisfatória, este elemento produzirá elevadas perdas, podendo também não ser capaz de suprir as exigências impostas pelo processo de soldagem ou até mesmo saturar durante a operação, danificando os circuitos de potência.

Pensando neste sentido e motivado ainda mais pelo fato de não se ter uma metodologia de projeto de transformadores onde as características de soldagem são levadas em conta, é que se propôs como um dos temas o estudo do mesmo. Para o conversor utilizado na fonte a literatura apresenta diversas referências para o projeto dos elementos magnéticos. Porém, a aplicação de soldagem requer que algumas observações do comportamento das variáveis relevantes da operação sejam levadas em conta durante o projeto.

É válido observar que o transformador utilizado hoje é uma versão nacional de um transformador, utilizado como modelo e que pertencente a uma máquina de soldagem importada semelhante máquina estudada neste trabalho. Este transformador modelo era fabricado com fio condutor do tipo Litz e a sua versão nacional foi desenvolvida com fio condutor do tipo laminar. Esta versão nacional, utilizada atualmente na fonte foi projetada e desenvolvida por uma empresa nacional, cujos parâmetros de projeto não estão disponíveis.

Como se dispunha de poucas informações a respeito do projeto do transformador já utilizado pela fonte, foi proposto realizar uma análise completa do mesmo. Para isto, foi

necessário desmontar uma amostra deste transformador para que fosse possível analisar aspectos como: tipos de materiais utilizados, medidas geométricas dos materiais, forma de enrolamento das espiras e outros.

A partir da análise dos aspectos construtivos e de certas considerações apresentadas no decorrer da análise e projeto, será proposta uma metodologia para reprojeter o transformador de maneira mais criteriosa e sistemática. Esta metodologia servirá de base para obter o projeto de transformadores para fontes de soldagem, podendo ser adaptado para outros tipos de conversores nas mais diversas potências.

3.2. Apresentação do transformador utilizado

Para estudar o transformador de alta frequência já utilizado na fonte de soldagem, foi realizado o processo de desmontagem do mesmo para poder fazer uma análise do seu aspecto construtivo e dos materiais utilizados na sua construção para tentar entender o que fora realizado no seu projeto.

Inicialmente será apresentada a medição dos parâmetros físicos como, por exemplo, a dimensão do núcleo, determinação das áreas e outros e uma caracterização dos componentes utilizados. Também foi realizada uma apresentação das características elétricas de operação.

3.2.1. Características físicas: montagem e materiais utilizados.

O transformador apresenta algumas características interessantes quanto ao seu aspecto construtivo e quanto aos materiais utilizados.

3.2.1.1. Núcleo e Carretel

O transformador utiliza um núcleo de ferrite do tipo NEE65/26, fabricado pela empresa Thornton, cujo material magnético é o IP12R. As características técnicas deste material, presentes nos catálogos do fabricante, podem ser vistas no Anexo 1.

Através das medidas das dimensões dos materiais e das características do núcleo e do

carretel fornecidas pelos fabricantes, as suas áreas características foram determinadas.

a) Área da janela do núcleo A_w

Para determinar a área da janela do núcleo foram utilizadas as medidas expressas na Fig. 3.1, retiradas do catálogo mostrado no Anexo 1.

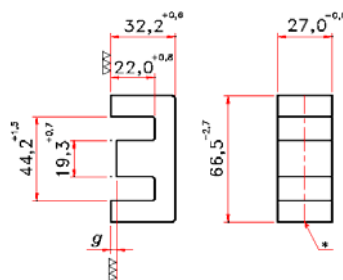


Fig. 3.1 - Dimensões medidas do núcleo em mm.

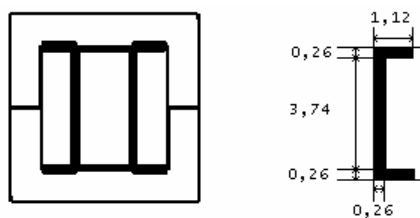
$$A_w = 5,4748 \text{ cm}^2 \quad (3.1)$$

b) Área ocupada na janela pelo carretel A_c

A Fig. 3.2 mostra as dimensões medidas do carretel.

$$A_c = (3,74 \times 0,26) + 2 \times (1,12 \times 0,26) = 1,554 \quad (3.2)$$

$$A_c = 1,554 \text{ cm}^2$$



Obs.: Todas as medidas em cm

Fig.3.2 - Dimensões medidas do carretel.

3.2.1.2. Enrolamentos e isolamento

Para obter estes parâmetros, o procedimento adotado foi desenrolar os enrolamentos presentes no carretel, a fim de verificar o modo como foram feitos, bem como os materiais utilizados. Foi então retirada primeiro uma fita adesiva que envolvia os enrolamentos. Esta fita de isolamento possui uma elevada espessura, em torno de 0,1mm e foi enrolada 3 vezes

(número de voltas) sobre os enrolamentos de cobre.

Retirada esta primeira fita isolante, pôde-se ter acesso aos enrolamentos. Verificou-se que o transformador foi enrolado com 13 voltas no enrolamento primário e 4 voltas no enrolamento secundário.

Estes enrolamentos foram realizados de maneira intercalada, ou seja, primeiramente foram enroladas 7 voltas do primário, seguidos por duas voltas da mesma fita isolante descrita anteriormente. Após, foram adicionadas 4 voltas referentes ao enrolamento secundário, que por sua vez também recebeu no final duas voltas de fita isolante. Após esta última camada de fita isolante, através de uma junção, foram adicionadas as seis voltas restantes do enrolamento primário, totalizando então em 13 o número de voltas do enrolamento primário.

O tipo de condutor utilizado foi do tipo laminar de cobre com dimensões de 0,1x35mm (Fig. 3.3). É importante ressaltar que para o enrolamento secundário foram utilizados dois condutores laminares em paralelo, fazendo que o enrolamento secundário possua o dobro da espessura (0,2mm) do condutor primário.

A área da seção transversal S_{el} deste condutor laminar é determinada através da expressão (3.3). No enrolamento secundário o condutor laminar é duplo, tendo-se então uma área de $0,07 \text{ cm}^2$.

$$S_{el} = 0,01\text{cm} \times 3,5\text{cm} = 0,035 \text{ cm}^2 \quad (3.3)$$

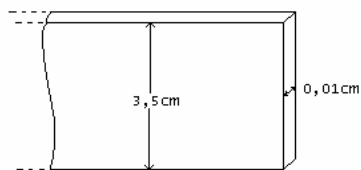


Fig. 3.3 – Fio Condutor laminar de cobre utilizado.

Outro aspecto observado no transformador é o tipo de junção feita para unir as duas partes que compõem o enrolamento primário, maneira também utilizada para unir os terminais (primário e secundário) ao condutor laminar dos enrolamentos. Estas junções podem ser vistas

na Fig. 3.4, que mostra os fios unidos por meio de solda com estanho.

Pode-se também determinar as áreas ocupadas pelos enrolamentos e pela isolação.



Fig. 3.4.– Detalhe da maneira como foram unidos os fios cilíndricos de cobre (terminais e junções) nos condutores laminares de cobre dos enrolamentos.

a) Área ocupada pelo enrolamento de cobre A_{EnCu}

O enrolamento primário contém 13 espiras de fio de cobre do tipo laminar, enquanto que o enrolamento secundário possui 4 espiras duplas deste mesmo fio.

$$A_{EnCu} = 0,01 \times 3,5 = 0,035 \text{ cm}^2 \Rightarrow x(13 + 8) = 0,735 \quad (3.4)$$

$$A_{EnCu} = 0,735 \text{ cm}^2$$

b) Área ocupada pela fita de isolamento dos enrolamentos A_{Iso}

A fita de isolamento possui dimensão de 0,01x3,7cm e acompanha o fio condutor nos enrolamentos. No exemplar que foi desmontado, haviam 3 voltas desta fita, mais 6 voltas que acompanhavam a segunda parte do enrolamento primário (devido ao enrolamento intercalado das espiras), mais 2 voltas que isola o primário do secundário. Somam-se ainda 4 voltas que acompanham o enrolamento secundário, adicionada de mais 2 voltas que isola este enrolamento secundário com a primeira parte do enrolamento primário, que são 7 voltas. Ao todo a fita de isolamento possui 24 voltas. Nota-se aqui que a área ocupada pelo isolamento é maior do que a área total ocupada pelos enrolamentos de cobre.

$$A_{Iso} = 0,01 \times 3,7 = 0,037 \text{ cm}^2 \times (3 + 6 + 2 + 4 + 2 + 7) = 0,888 \quad (3.5)$$

$$A_{Iso} = 0,888 \text{ cm}^2$$

3.2.1.3. Aspectos do conjunto: transformador

Os aspectos do conjunto dos materiais contemplam o conjunto do núcleo, carretel, enrolamento e isolamento, ou seja, será realizada agora uma análise do transformador como um todo. A Fig. 3.5 mostra a foto do transformador em questão.

A primeira observação a ser realizada é a maneira irregular de como é feita a união das partes do núcleo EE. É bastante perceptível a diferença causada pela má união das partes do núcleo, dando ao transformador um aspecto de mau acabamento. A colagem entre estas partes de maneira irregular produz espaços de ar, que caracterizam entreferros.

Também é visível uma distância grande entre os enrolamentos e o núcleo. Esta distância, de aproximadamente 5mm, mostra que a área da janela do núcleo não é totalmente utilizada pelos enrolamentos. Nos terminais dos enrolamentos são utilizados fios de condutor de cobre, do tipo malha, também conhecida como cordoalha de fios.

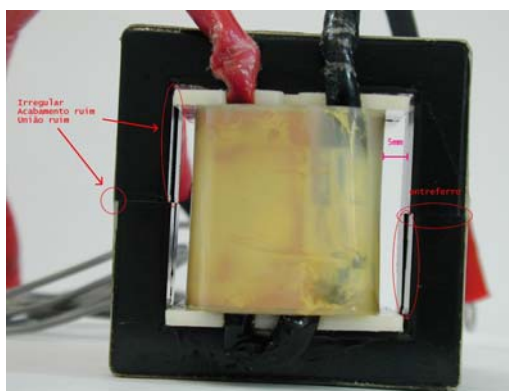


Fig.3.5 – Vista frontal do transformador de alta frequência utilizado pela fonte de soldagem.

Observa-se no transformador uma prática comum na montagem deste núcleo, que é a união de dois núcleos E65/13 para fazer um núcleo E65/26. Esta prática é bastante comum e aceita desde que se faça uma boa união entre os núcleos. Porém, neste aspecto, pôde-se observar que a união dos núcleos não foi bem realizada. Não se tem uma uniformidade no

espalhamento da cola, fazendo com que em alguns pontos tivesse quantidade de cola excessiva e em outros pontos a ausência da mesma, o que significa presença de entreferros. O resultado é bem visível e deixou um aspecto ruim, principalmente no seu acabamento.

Pode-se ainda determinar os seguintes parâmetros do transformador:

a) Área ocupada pelo enrolamento de cobre, isolação e carretel At_1 .

$$At_1 = A_{EnCu} + A_c + A_{Iso} \quad (3.6)$$

$$At_1 = 3,177 \text{ cm}^2$$

b) Área efetiva da janela, que pode ser ocupada pelo cobre A_{Wef}

Com a adição do carretel, a área efetiva, onde se pode se alojar cobre e isolante dos enrolamentos passa a ser:

$$A_{Wef} = A_w - A_c \quad (3.7)$$

$$A_{Wef} = 3,922 \text{ cm}^2$$

Com a utilização do carretel a área da janela do núcleo é reduzida em 28,36% do seu total.

c) Cálculo dos fatores de ocupação K_u e K_u'

Considerando somente o fio de cobre utilizado em relação a área da janela tem-se o fator de utilização K_u' .

$$K_u' = \frac{A_{EnCu}}{A_w} \quad (3.8)$$

$$K_u' = 0,1268 = 12,68\%$$

Onde ,

K_u' = percentual da janela do núcleo ocupada pelo cobre

Este percentual encontrado de K_u' possui um valor muito menor do que o esperado, pois o valor típico em aplicações de transformadores para conversores estáticos é de aproximadamente 30%.

Levando-se em consideração todos os elementos que estão inseridos na janela do núcleo, tem-se o fator de ocupação K_u .

$$K_u = \frac{At_1}{A_w} \quad (3.9)$$

$$K_u = 0,58 = 58,0\%$$

Onde,

K_u = percentual da quantidade de cobre + carretel + isolamento ocupados na janela.

A determinação de K_u mostra que o valor encontrado também é muito baixo. Cerca de 45% da área da janela do núcleo não é utilizada.

3.2.2. Características Elétricas: considerações iniciais

O transformador pode ser representado pela Fig. 3.6 que mostra um modelo simples, considerando somente as indutâncias próprias L_p e L_s dos enrolamentos n_1 e n_2 , respectivamente, e que não leva em consideração a dispersão, resistência dos enrolamentos e a indutância magnetizante. Através do desmonte do transformador a relação de transformação entre o enrolamento primário n_1 e secundário n_2 pode ser determinada. Esta relação, denominada a , é expressa na equação (3.10).

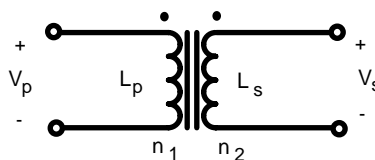


Fig. 3.6 – Modelo simplificado do transformador.

$$a = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.10)$$

Sendo que:

$n_1 = 13$ espiras

$n_2 = 4$ espiras

A relação de transformação a tem o valor:

$$a = \frac{13}{4} = 3,25$$

Outros dados relevantes podem ser agora considerados. A tensão sobre o enrolamento primário V_p é a tensão proveniente da ponte retificadora, cujo valor aproximado pode ser retirado através de ensaios com a fonte de soldagem ou mesmo através de simulação. A tensão sobre o enrolamento secundário V_s é encontrada por meio da relação que mostra que a razão entre as tensões é igual à relação entre os números de espiras dos dois enrolamentos, conforme mostra na equação (3.11). Também é definida a frequência de operação do transformador, denominada de f_T . Estes dados são:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.11)$$

$V_p = 300 \text{ V}$	Tensão sobre o enrolamento primário;
$V_s = 92,5 \text{ V}$	Tensão sobre o enrolamento secundário;
$f_T = 60 \text{ kHz}$	Frequência de operação do transformador.

3.3. Análise e conclusões iniciais do transformador.

Feitas as apresentações das características construtivas inicialmente observadas do transformador, os aspectos interessantes que podem ser considerados são:

- a) A maneira com que foram unidas as peças que compõe o núcleo não é a mais adequada, já que o mau acabamento leva a presença indesejada de entreferros que podem influenciar no desempenho eletromagnético do componente.
- b) A fita utilizada para isolar um enrolamento do outro possui uma espessura desnecessariamente elevada. Esta isolação pode ser realizada com fitas mais finas existentes no mercado, economizando espaço dos enrolamentos dentro da janela do núcleo;
- c) Foi observado que havia espaços de ar entre os enrolamentos. Sabendo que

o ar entre as camadas funciona como uma espécie de isolante térmico, estes espaços podem afetar significativamente o desempenho térmico do transformador, dificultando a evacuação do calor gerado pelas perdas e provocando elevação excessiva de temperatura no transformador;

- d) Existe um espaço de aproximadamente 0,5cm entre os enrolamentos e o núcleo que indica que há bastante espaço na janela que não foi utilizado. Com isto o acoplamento magnético entre enrolamentos e núcleo também fica afetado, além do já mencionado aspecto térmico.
- e) A união das partes para fazer a junção entre o próprio enrolamento e entre terminais e enrolamentos é realizada através de solda com estanho. O mais aconselhável seria que os fios dos terminais fossem parafusados a um conector ligado ao condutor laminar de cobre, garantindo um melhor contato entre as partes e a manutenção da área de condução. Como o transformador possui uma corrente alta de operação, caso a solda não seja realizada de maneira satisfatória, pode ocorrer uma grande resistência de contato entre as partes envolvidas. Com o tipo de conexão utilizada e sem os cuidados que seriam necessários, não é possível garantir a manutenção da correta seção para a circulação da corrente elétrica.

Destas análises apresentadas anteriormente nestes itens (a, b, c, d, e), pode-se concluir que é possível se obter uma melhoria no projeto deste transformador quanto ao seu aspecto construtivo. Por exemplo, pode-se citar a análise feita do mau acabamento observado na colagem dos núcleos, sendo que o ideal seria que esta colagem fosse realizada com uma boa qualidade, evitando a existência de entreferros.

Assim, este trabalho se propõe a realizar um projeto mais criterioso do ponto de vista térmico e construtivo, cuja execução do componente magnético seja mais simples, buscando obter-se no mínimo o mesmo desempenho do transformador atualmente utilizado, mas reduzindo o custo de produção.

A intenção é realizar um projeto melhorado, onde se possa obter um bom desempenho

com a utilização do mesmo núcleo.

3.4. Determinação de um modelo equivalente do transformador

Além das características físicas empregadas na construção do transformador, é necessário também caracterizar o desempenho do transformador através da obtenção do seu modelo equivalente. Para poder determinar adequadamente os parâmetros do modelo do transformador, é imprescindível que se tenha métodos e instrumentos adequados. Baseados nos conceitos gerais e nos modelos representativos do transformador, serão apresentados alguns métodos com o intuito de determinar estes parâmetros. Neste trabalho, a importância maior em obter a representação do transformador é encontrar meios de quantificar a indutância de dispersão.

Em um transformador, nem todo o fluxo gerado pelos enrolamentos flui ao longo do núcleo. Uma porção deste fluxo se dispersa no ar em torno dos enrolamentos [7]. Esta dispersão do fluxo é representada por indutâncias em série, conforme será mostrado a seguir. Dentre os vários efeitos que esta indutância de dispersão provoca, tem-se a influência deste parâmetro no funcionamento do conversor utilizado pela fonte mostrada no Capítulo 2 deste trabalho.

Voltando ao estudo da estrutura utilizada, o estágio de saída é composto por um diodo retificador e um diodo de roda-livre (D_{r4} e D_{r3}), conforme mostra a Fig. 2.2. Idealmente, cada um deles entra em condução e se bloqueia de forma instantânea, formando a corrente de saída I_o , conforme mostra a Fig. 3.7. Porém, o diodo D_{r4} não se bloqueia instantaneamente nem D_{r3} entra em condução de forma instantânea. Devido à não idealidade da estrutura, a corrente que flui nestes diodos pode ser vista nos gráficos reais mostrado na Fig. 3.7. Fica clara a presença de indutâncias em série, que fazem com que a corrente não sofra variações bruscas, levando um certo tempo para crescer e outro para decrescer. No instante do bloqueio de D_{r4} e polarização direta em D_{r3} , ocorre um pequeno instante em que os dois diodos conduzem simultaneamente, conforme mostra a Fig. 3.7. Neste instante tem-se um rápido curto-circuito,

fazendo com que a tensão sobre o enrolamento secundário seja nula. Enquanto a corrente de D_{r4} não se anular, esta tensão ficará nula. Desta forma, quanto maior esta indutância em série, maior é o tempo em que a corrente leva para decrescer, e maior é o tempo em que a tensão sobre o enrolamento secundário será nula.

Assim, é importante estabelecer um meio adequado para quantificar a indutância de dispersão para se ter uma idéia do comportamento e verificar se esta não vai afetar o funcionamento da estrutura, uma vez que a razão cíclica do conversor é afetada.

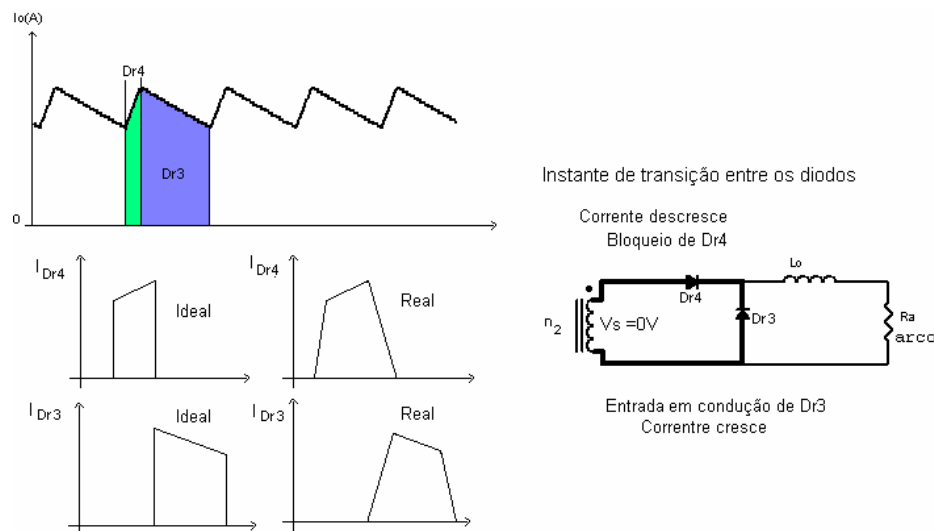


Fig. 3.7 – Formas de onda corrente de saída I_o , correntes ideais e reais nos diodos D_{r3} e D_{r4} e circuito mostrando o instante em que ocorre a transição de condução destes diodos.

3.4.1. Considerações iniciais e conceitos gerais

O circuito equivalente linear de um transformador com dois enrolamentos [8] pode ser visto na Fig. 3.8, onde:

- V_p é a tensão aplicada no primário;
- V_s é a tensão induzida no secundário;
- R_p e R_s são as resistências dos enrolamentos primário e secundário;

- L_{dp} e L_{ds} são as indutâncias de dispersão do primário e do secundário;
- L'_m é a indutância magnetizante referida ao enrolamento n_1 ;
- i'_m é a corrente magnetizante referida ao enrolamento n_1 .

A corrente i'_m é a corrente necessária para produzir o fluxo mútuo ϕ_m , que é o fluxo que concatena os dois enrolamentos.

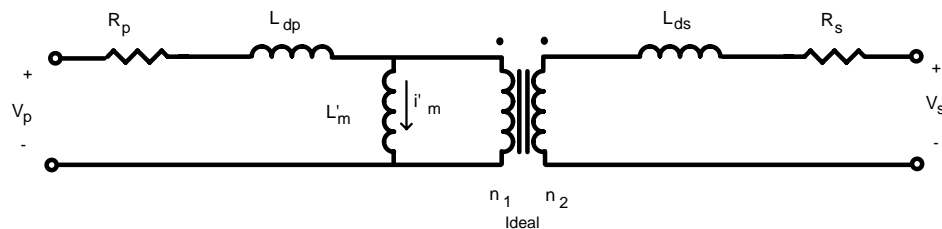


Fig. 3.8 – Circuito equivalente linear.

A avaliação do desempenho de um transformador pode ser feita de várias maneiras. São necessárias diversas análises como as perdas nos enrolamentos, perdas magnéticas, regulação, eficiência, aquecimento, operação a vazio e com carga, e outras. As perdas no transformador são dissipadas sob forma de calor nos enrolamentos e no núcleo. É imprescindível que o calor gerado possa ser evacuado para que não ocorra um superaquecimento. Quando este calor não consegue fluir para fora do transformador, pode haver problemas sérios como a deterioração dos isolamentos, redução da capacidade nominal do transformador ou até mesmo saturação.

O núcleo de um transformador real possui permeabilidade limitada e imperfeições [8]. Estas imperfeições provocam perdas que são divididas em perdas por correntes de Foucault e perdas por Histerese. Estas imperfeições do núcleo são representadas no transformador ideal através de uma resistência e uma reatância, ambas em paralelo com o enrolamento primário, conforme mostra a Fig. 3.9.

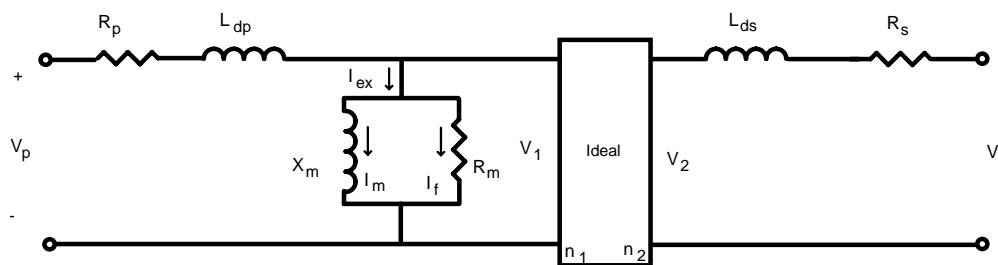


Fig. 3.9 – Circuito equivalente do transformador.

Onde,

R_p, R_s – Resistências dos enrolamentos (primário e secundário);

L_{dp}, L_{ds} – Indutâncias de dispersão (primário e secundário);

R_m – Representa as perdas no núcleo;

X_m – Reatância magnetizante;

I_f – Corrente pequena drenada para suprir perdas no ferro;

I_m – Corrente magnetizante;

I_{ex} – Corrente de excitação;

V_1, V_2 – Tensões induzidas (primário e secundário).

Em um núcleo não perfeito, para criar o fluxo é necessário que a corrente de excitação I_{ex} seja a soma vetorial da corrente magnetizante I_m e de I_f [8].

Para determinar os parâmetros do circuito equivalente de um transformador são realizados geralmente dois tipos de ensaios: Ensaio a circuito aberto e Ensaio de curto-circuito.

No ensaio a circuito aberto, também conhecido com ensaio a vazio, a tensão nominal do transformador é aplicada no enrolamento primário, por exemplo, e o enrolamento secundário permanece aberto. Já no ensaio de curto-circuito é aplicada uma tensão menor no enrolamento primário (por exemplo) e no secundário é feito um curto-circuito nos seus terminais. Com as medidas de tensão, potência e corrente em determinados pontos é possível encontrar os parâmetros do transformador.

Neste trabalho foi necessário encontrar meios de adquirir as características do transformador que diferem dos ensaios clássicos descritos acima. Basicamente quatro métodos foram utilizados para determinar os parâmetros do transformador que serão descritas a seguir.

3.4.2. Determinação dos parâmetros através de uma ponte LCR.

Um método que pode ser aplicado para se determinar os parâmetros do transformador é através da medição em uma ponte LCR capaz de medir valores de resistência, capacitância e indutâncias. Este método consiste na medição direta das indutâncias próprias de cada enrolamento através da ponte e na determinação aproximada das demais indutâncias representativas do transformador.

Fazendo uso de uma ponte LCR modelo HP4262A disponível no laboratório do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina, foi possível obter-se valores para as indutâncias próprias do enrolamento primário e secundário (L_p e L_s , respectivamente) para a máxima frequência de operação da ponte (10K Hz).

A Fig 3.10 mostra o circuito equivalente simplificado do transformador, considerando apenas as indutâncias de dispersão e magnetizantes e as resistências dos enrolamentos. As indutâncias próprias representam a soma das indutâncias magnetizantes e de dispersão de cada enrolamento mostradas nas expressões (3.12) e (3.13).

$$L_p = L_{mp} + L_{dp} \quad (3.12)$$

$$L_s = L_{ms} + L_{ds} \quad (3.13)$$

Onde,

L_p : indutância própria do enrolamento primário;

L_s : indutância própria do enrolamento secundário;

L_{dp} , L_{ds} : indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário;

L_{mp} , L_{ms} : indutâncias magnetizantes dos enrolamentos primário e secundário;

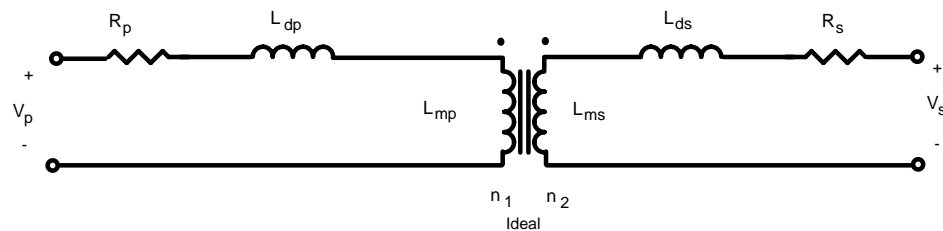


Fig 3.10 – Circuito equivalente linear do transformador considerado para medição.

A medição foi realizada conectando-se inicialmente o enrolamento primário na ponte com o secundário aberto. Em seguida foi conectado o secundário do transformador na ponte com o primário aberto, conforme mostra a Fig 3.11 Os valores para as indutâncias próprias do primário e secundário encontradas foram:

$$L_p = 1,103\text{mH}$$

$$L_s = 104,9\mu\text{H}$$

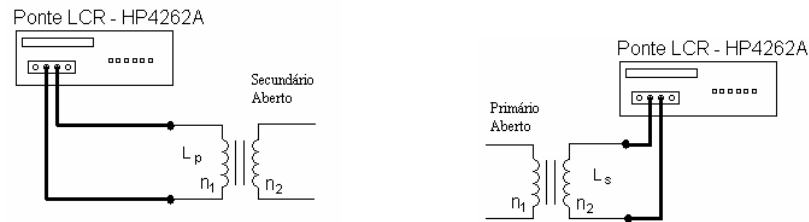


Fig 3.11 – Medição a vazio com a Ponte LCR

A relação de transformação a encontrada nesta medição possui um valor de 3,24. Isto confirma a relação esperada neste transformador que fora projetado para ter relação de 3,25.

Considerando que a indutância magnetizante é muito maior que a de dispersão, pode-se adotar que a medida obtida é a indutância magnetizante.

$$L_{mp} \gg L_{dp} \quad (3.14)$$

$$L_{ms} \gg L_{ds} \quad (3.15)$$

Assim,

$$L_{mp} = 1,103\text{mH}$$

$$L_{ms} = 104,9\mu\text{H}$$

Em seguida, estas medidas foram novamente realizadas onde o enrolamento não conectado à ponte foi colocado em curto-circuito conforme mostra a Fig 3.12. Os valores de indutâncias medidas agora foram:

$$L_{acc1} = 3,12\mu H$$

$$L_{acc2} \approx 295nH$$



Fig. 3.12 – Medição na ponte LCR com curto-circuito.

Com as medidas executadas com o curto-circuito, foram realizados os seguintes passos: Primeiro foi redesenhado o modelo do transformador colocando todas as indutâncias referidas ao lado primário. Após, as relações de indutâncias foram encontradas para determinar a verdadeira medida executada nos testes com o curto-circuito. A Fig. 3.13 mostra passo a passo as relações executadas com as indutâncias.

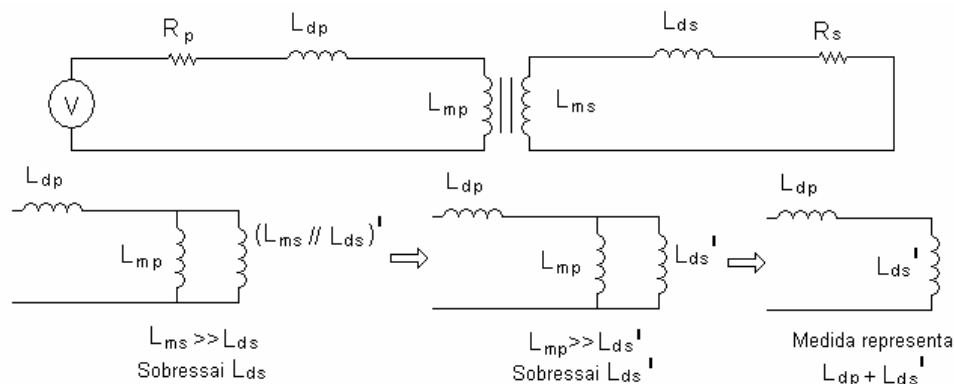


Fig. 3.13 – Considerações com curto-circuito no enrolamento secundário.

A medida realizada com o ensaio de curto circuito no enrolamento secundário representa a soma da medida da indutância de dispersão do primário L_{dp} e da indutância de dispersão do enrolamento secundário referida ao primário L_{ds}' . Esta medida realizada será denominada de L_{acc1} .

$$L_{acc1} = L_{dp} + L_{ds}' \quad (3.16)$$

Fazendo um curto no enrolamento primário, as mesmas considerações são novamente realizadas conforme mostra a Fig. 3.14. Destas relações, conclui-se que a medida realizada representa a soma das indutâncias de dispersão do enrolamento secundário L_{ds} e a dispersão do enrolamento primário referida ao secundário L_{dp}' . Esta segunda medida realizada será denominada de L_{acc2} .

$$L_{acc2} = L_{ds} + L_{dp}' \quad (3.17)$$

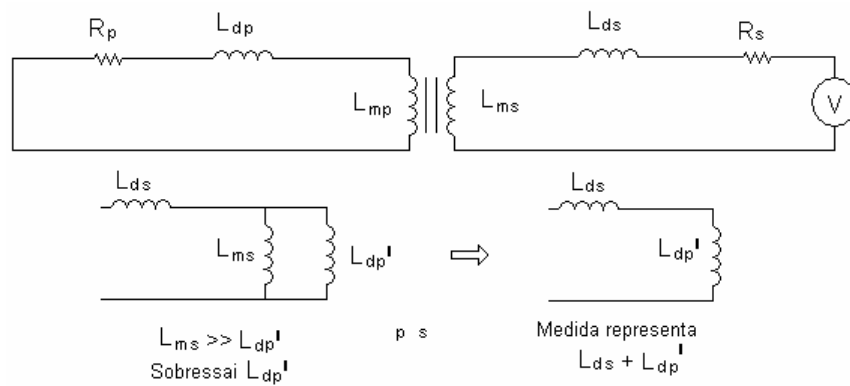


Fig. 3.14 – Considerações com curto-circuito no enrolamento primário.

Isto quer dizer que os valores obtidos de L_{acc1} e L_{acc2} são considerados como a soma da indutância de dispersão do próprio enrolamento e da dispersão do outro enrolamento referenciado ao primeiro. O problema destas relações é que se tem 4 incógnitas e apenas duas equações. Como não é possível resolver um sistema desta natureza, considera-se, de maneira aproximada, que as indutâncias referidas possuem um valor equivalente à metade do valor medido na ponte, ou seja:

$$L_{dp} = L_{ds}' = \frac{L_{acc1}}{2} \quad (3.18)$$

$$L_{ds} = L_{dp}' = \frac{L_{acc2}}{2} \quad (3.19)$$

Assim, os valores das indutâncias de dispersão passam a ser:

$$L_{dp} \approx 1,56\mu\text{H}$$

$$L_{ds} \approx 0,147\mu\text{H}$$

O modelo do transformador encontrado com este método é mostrado na Fig. 3.15.

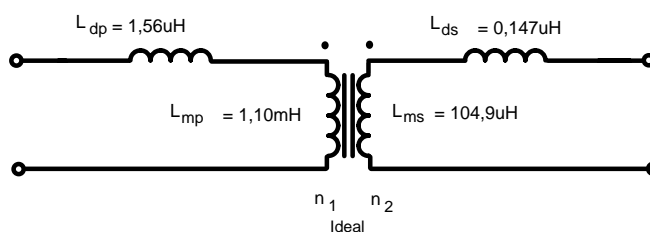


Fig. 3.15 – Modelo encontrado através da medida na ponte LCR.

Estas medidas realizadas na ponte LCR servem para dar inicialmente uma ordem de grandeza para os valores de indutância que serão determinados também com outros métodos mostrados neste trabalho. Um fator importante está na ponte ser capaz de fornecer sinais para testes com frequência somente até 10KHz e valores muito baixo de tensão e corrente. Lembrando que o transformador opera com frequência próxima a 60kHz e com níveis altos de corrente. Tem-se aí mais um fator de aproximação para os valores obtidos nesta medição.

Os valores de resistência série não puderam ser obtidos pela ponte devido a imprecisão da medida fornecida.

3.4.3. Determinação através de corrente senoidal.

Outra forma de obter os valores de indutâncias próprias, de dispersão e magnetizante foi realizada com base na metodologia mostrada em [9]. Nesta metodologia, o modelo do transformador pode ser representado pela Fig. 3.16, sendo o modelo de circuitos acoplados. Nesta figura, o transformador é representado por suas indutâncias próprias (L_p e L_s) e pela sua

indutância mútua (M). Para representar então o transformador por este modelo das indutâncias é necessário medir as indutâncias próprias e a mútua.

Um modo simples é aplicar uma corrente senoidal de frequência ω conhecida no primário do transformador com o secundário aberto. Deve-se medir as tensões em todos os enrolamentos. Utilizando uma corrente senoidal e assumindo que as indutâncias são lineares, pode-se encontrar os valores das indutâncias próprias e a indutância mútua através das expressões (3.20) e (3.21).

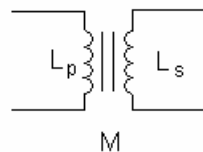


Fig. 3.16 – Modelo Matriz do transformador.

$$L_p = \frac{v_p}{\frac{di_p}{dt}} = \frac{v_p}{\omega \cdot i_p} \quad (3.20)$$

$$M = \frac{v_s}{\frac{di_p}{dt}} = \frac{v_s}{\omega \cdot i_p} \quad (3.21)$$

Onde,

M : Indutância mútua;

v_p e v_s : Tensões medidas nos enrolamentos primário e secundário;

ω : Frequência angular $2\pi f$;

i_p : Corrente aplicada no primário;

Neste teste pode-se também utilizar uma ponte LCR como feito anteriormente. Isto quer dizer que os valores medidos na ponte podem ser diretamente utilizados no modelo matriz das indutâncias pois o teste a vazio na ponte determina as indutâncias próprias de cada enrolamento.

Determinados estes valores, através do modelo T de representação do transformador mostrado na Fig. 3.17, pode-se determinar as indutâncias de dispersão e a magnetizante

aplicando a mesma fonte de corrente senoidal. Isto pode ser feito através das seguintes relações:

$$L_m = L_{mp} + L_{ms} \quad (3.22)$$

$$L_{mp} = a.M \quad (3.23)$$

$$L_{ms} = \frac{M}{a} \quad (3.24)$$

$$\frac{L_{mp}}{L_{ms}} = a^2 \quad (3.25)$$

$$L_{dp} = L_p - a.M \quad (3.26)$$

$$L_p = L_{mp} + L_{dp} \quad (3.27)$$

$$L_{ds} = L_s - \frac{M}{a} \quad (3.28)$$

$$L_s = L_{ms} + L_{ds} \quad (3.29)$$

onde a é a relação de transformação n_1/n_2 .

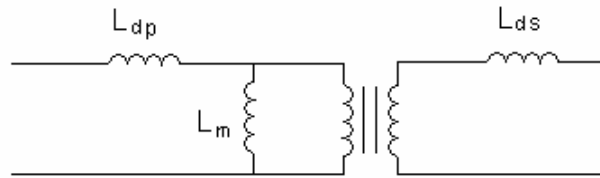


Fig 3.17 – Modelo T do transformador.

Encontrados os valores das indutâncias através das expressões anteriores, o transformador pode então ser representado. Porém, para realizar este método de determinação dos parâmetros, foram encontradas dificuldades bastante significativas. Não haviam equipamentos disponíveis para produzir uma corrente senoidal com valores significativos de amplitude e frequência. Com os geradores de função disponíveis é possível obter frequências altas mas a máxima amplitude de tensão é em torno de 20V e a de corrente é muito baixa, na faixa de 0,5A.

Com equipamentos do tipo varivolts é possível obter variados valores de tensão e

correntes, porém somente para uma frequência de 60Hz. A reatância do enrolamento é muito baixa nesta frequência, produzindo uma corrente alta, podendo danificar o varivolt ou o transformador. O ideal para este teste é utilizar um aparelho conhecido como gerador de potência, capaz de fornecer um valor de corrente desejado para uma determinada frequência.

O procedimento realizado para poder usar o varivolt foi ajustar uma tensão baixa, medindo sua corrente e a tensão no secundário, até um valor em que não haja saturação. A Fig 3.18 mostra um exemplo das formas de onda adquiridas neste experimento. Foram adquiridas duas medidas das quais foi possível obter o valor da indutância própria do enrolamento primário.

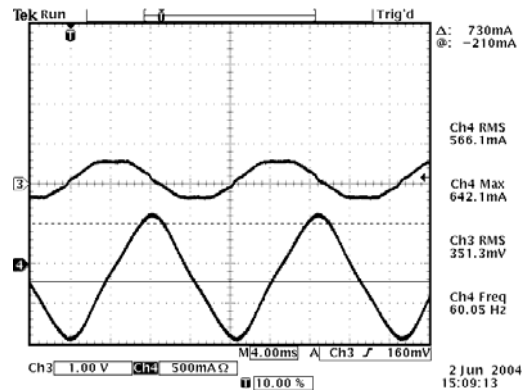


Fig. 3.18 –Tensão e corrente senoidal aplicadas no primário através de um varivolt.

As formas de onda mostradas nesta última figura apresentam uma certa irregularidade, principalmente na tensão. Por isso, os valores encontrados dão somente uma idéia do comportamento, mas são dados perfeitamente válidos.

Aplicando as medidas na a expressão (3.20) tem-se:

- Para a primeira medida :

$$L_p = \frac{274 \text{ mV}}{\frac{590 \text{ mA}}{4 \text{ ms}}} = 1,85 \text{ mH} \Rightarrow \text{ou} \rightarrow \frac{274 \text{ mV}}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 450 \text{ mA}} = 1,61 \text{ mH}$$

- Para a segunda medida :

$$L_p = \frac{351 \text{ mV}}{\frac{740 \text{ mA}}{4 \text{ ms}}} = 1,89 \text{ mH} \Rightarrow \text{ou} \rightarrow \frac{351 \text{ mV}}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 566 \text{ mA}} = 1,64 \text{ mH}$$

Será adotado então um valor intermediário dentre estas duas medidas. O valor então estimado para a indutância própria do enrolamento primário será:

$$L_p = 1,7 \text{ mH}$$

Para o cálculo da indutância mútua (equação (3.21)), é necessária a medida da tensão no secundário V_s . Como os valores de tensão são muito baixos, a tensão medida no secundário não foi conforme o esperado através da relação do número de espiras a . O valor utilizado para obter o valor de V_s é então o valor de V_p dividido pela relação de transformação a :

- Para a primeira medida :

$$M = \frac{84 \text{ mV}}{\frac{590 \text{ mA}}{4 \text{ ms}}} = 578 \mu\text{H} \Rightarrow \text{ou} \rightarrow \frac{84 \text{ mV}}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 450 \text{ mA}} = 510 \mu\text{H}$$

- Para a segunda medida :

$$M = \frac{108 \text{ mV}}{\frac{740 \text{ mA}}{4 \text{ ms}}} = 583 \mu\text{H} \Rightarrow \text{ou} \rightarrow \frac{108 \text{ mV}}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 566 \text{ mA}} = 508 \mu\text{H}$$

Será aqui também adotado o valor médio, assim o valor da indutância mútua será:

$$M = 540 \mu\text{H}$$

A indutância própria do secundário será:

$$L_s = \frac{L_p}{a^2} = \frac{1,7 \text{ mH}}{3,25^2} = 160 \mu\text{H}$$

Como dito anteriormente, estes níveis de tensão e correntes não são os ideais devido ao fato de se estar trabalhando na faixa dos mili-volts e mili-ampéres, o que requer dos instrumentos de medida destes parâmetros o máximo de precisão. Mesmo assim, os valores adquiridos neste caso servem para se ter uma referência. A partir destes valores e de seus respectivos cálculos para as indutâncias próprias, será possível se ter uma idéia dos valores que serão medidos e determinados por outros métodos também.

Pelas expressões apresentadas anteriormente, pode-se calcular as indutâncias magnetizantes do primário e do secundário através das expressões (3.23) e (3.24), respectivamente.

$$L_{mp} = 3,25.540 \mu H \quad L_{mp} = 1,755 mH$$

$$L_{ms} = \frac{540 \mu H}{3,25} \quad L_{ms} = 166,15 \mu H$$

Destes valores encontrados para as indutâncias magnetizantes, pode-se observar que elas possuem valores muito próximos aos das suas indutâncias próprias, o que comprova a consideração realizada no método apresentado na medição com a ponte LCR. Sabe-se que a indutância própria de cada enrolamento é a soma da indutância de dispersão e a magnetizante. Também sabe-se que a indutância de dispersão é muito menor do que a indutância magnetizante, quase sempre na ordem de 1.000 vezes.

Quando foram determinadas as indutâncias magnetizantes anteriormente, que apresentaram valores um pouco maiores do que as indutâncias próprias, estes valores levariam a uma indutância de dispersão negativa, na ordem de dezenas de micro-Henrys. Levando-se em conta que os valores das indutâncias próprias foram adotados por uma média entre as medidas realizadas, as indutâncias de dispersão, por serem muito pequenas, não foram obtidas com valores satisfatórios. O modelo possível de ser encontrado do transformador através deste método pode ser visto na Fig. 3.19.

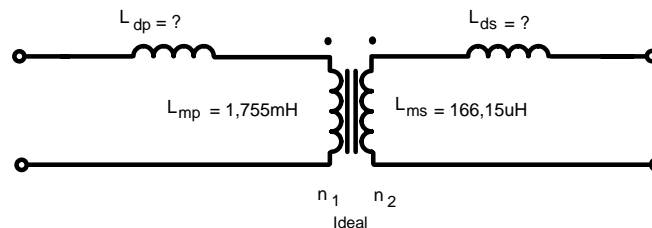


Fig. 3.19 – Modelo encontrado através das medidas com corrente senoidal.

3.4.4. Medição dos parâmetros com a fonte Larry 160.

A idéia deste método consiste em retirar a carga na saída da fonte e adquirir valores de corrente e tensão do enrolamento primário, conforme Fig 3.20. Como o sensor de corrente não vai detectar a corrente de saída, o controle vai aumentar a razão cíclica para tentar subir esta corrente. Isto é possível de se fazer porque o controle está projetado para que se tenha no máximo uma razão cíclica de 50% e, assim, tem-se uma tensão de forma de onda quadrada aplicada no primário, com uma frequência de 57 kHz e amplitude de aproximadamente 300 V.

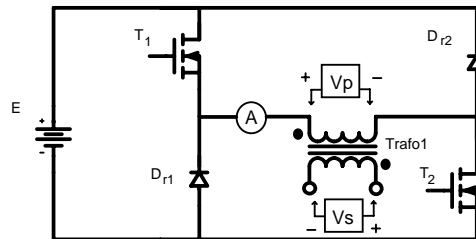


Fig. 3.20 – Medição dos parâmetros do transformador na fonte Larry 160.

Através da equação da tensão sobre uma indutância, pode-se encontrar o valor da indutância pela equação (3.30), onde:

$$L_p = \frac{v_p}{\Delta i_p / \Delta t} \quad (3.30)$$

L_p : Indutância própria do enrolamento primário;

v_p : Tensão medida sobre o enrolamento primário;

Δi_p : Variação de corrente no enrolamento primário;

Δt : Variação do tempo medida.

A Fig 3.21 mostra uma aquisição das formas de onda da tensão e da corrente do primário e da tensão do secundário. Com os valores obtidos destas formas de onda será realizado o cálculo da indutância do primário.

Dos testes realizados, este é o mais adequado pois o transformador está operando sob condições de frequência e tensão reais. A diferença é que aqui a razão cíclica é a máxima e a corrente que circula pelo transformador é somente a corrente magnetizante, uma vez que não tem a carga acoplada na sua saída.

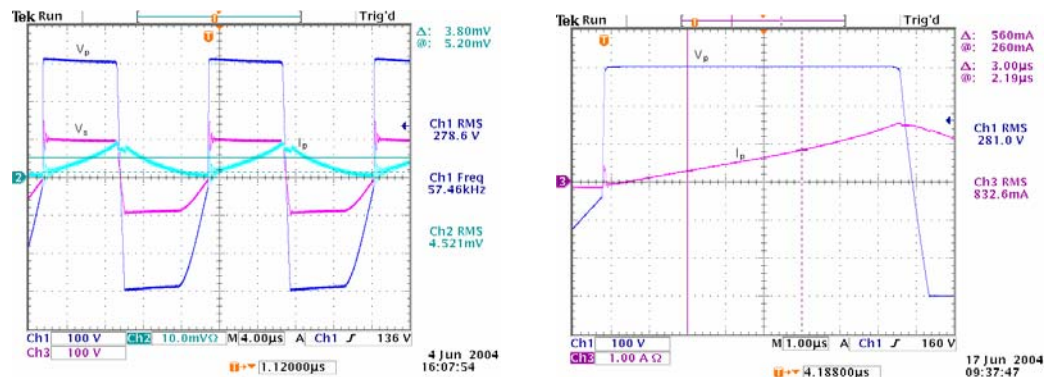


Fig. 3.21 – Formas de onda de corrente e tensão do transformador operando na fonte Larry 160.

Aplicando as equações descritas anteriormente no item 3.4.3 para as indutâncias, estas são determinadas. O modelo do transformador encontrado com este método pode ser visto na Fig. 3.22.

$$L_p = \frac{300V}{0,56A / 3\mu s} = 1,607mH$$

$$L_s = 152,15\mu H$$

$$M = 494,96\mu H$$

$$L_{mp} = 3,25.494,94\mu H$$

$$L_{mp} = 1,608mH$$

$$L_{ms} = \frac{494,96\mu H}{3,25}$$

$$L_{ms} = 152,91\mu H$$

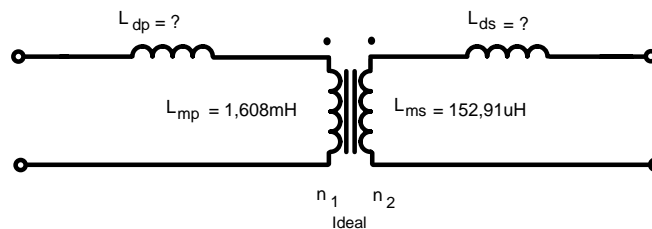


Fig. 3.22 – Modelo encontrado através das medidas na Fonte Larry.

Como no caso das primeiras medidas realizadas com o varivolt, ficou comprovado que

é possível ter uma idéia das indutâncias magnetizantes, mas para as indutâncias de dispersão, não foi possível obter valores válidos pois as mesmas possuem valores muito baixos se comparados com as indutâncias magnetizantes.

3.4.5. Medição dos parâmetros com conversor *Half-Bridge*.

Outra maneira utilizada para medir os parâmetros do transformador foi o uso de um conversor *Half-Bridge*, conforme mostra a Fig. 3.23 Com este conversor, foi possível aplicar no transformador uma forma de onda quadrada simétrica com frequência de 60 kHz. A fonte de tensão V_{cc} utilizada podia fornecer uma tensão de 0 a 300 V e portanto a tensão máxima sobre o enrolamento primário do transformador testado foi de 150 V. Diversos valores de tensão puderam ser aplicados e através do mesmo método utilizado anteriormente, os valores encontrados para a indutância própria do primário foram determinados com a ajuda de um osciloscópio.

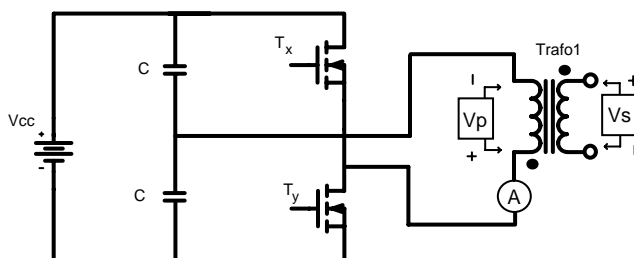


Fig. 3.23 - Medição realizada com conversor *Half-Bridge*.

Ajustada a razão cíclica em aproximadamente 30% e a frequência em 60KHz, as medidas foram realizadas com o enrolamento secundário aberto. As indutâncias adquiridas para os diversos valores de tensão no primário (V_p) podem ser vistas na tabela 3.1. Nesta tabela, os valores de indutância própria do primário (L_p) são determinados a equação (3.30) e a indutância própria do secundário (L_s) foi determinada a partir da relação de transformação. Algumas formas de onda adquiridas neste teste são mostradas na Fig. 3.24.

Tabela 3.1 – Valores adquiridos com conversor *Half-Bridge*.

V_p (V)	Δt (s)	ΔI (A)	L_P (H)	L_s (H)
16,48	2 μ	24 m	1,37 m	129,70 μ
20,30	2 μ	30 m	1,35 m	127,81 μ
26,00	1 μ	20 m	1,30 m	123,07 μ
31,16	800 n	18 m	1,38 m	130,25 μ
42,00	800 n	24 m	1,40 m	132,54 μ
50,00	1 μ	36 m	1,38 m	130,25 μ
76,00	2 μ	96 m	1,58 m	149,58 μ
100,00	2 μ	120 m	1,66 m	157,15 μ
149,00	3 μ	252 m	1,77 m	167,57 μ

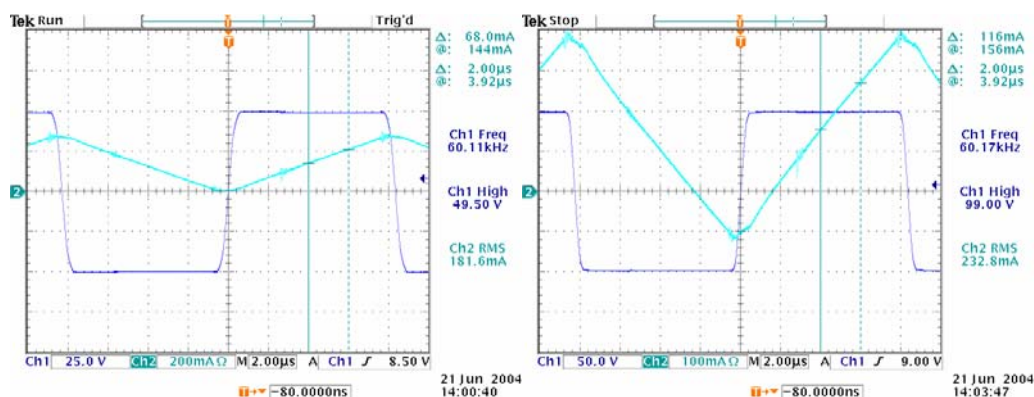


Fig. 3.24 – Formas de onda de tensão e corrente do primário operando no conversor *Half-Bridge* com secundário aberto.

Neste teste, foi possível realizar um curto no enrolamento secundário a fim de tentar determinar a dispersão. Com o curto realizado, os valores possíveis de serem medidos numa região mais linear e determinados pela expressão (3.30) foram:

$$V_p = 4,6 \text{ V} \quad \Delta t = 392 \text{ ns} \quad \Delta I = 380 \text{ mA}$$

$$L_P = 4,74 \text{ } \mu\text{H}$$

Se forem feitas as mesmas considerações expressas anteriormente, os valores das indutâncias de dispersão resultam:

$$L_{dp} \approx 2,37 \mu$$

$$L_{ds} \approx 0,224 \mu$$

Assim, o modelo encontrado através da utilização do conversor *Half-Bridge* pode ser visto na Fig. 3.25.

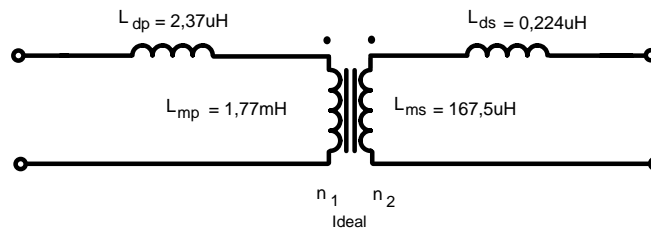


Fig. 3.25 – Modelo encontrado através das medidas com conversor *Half-Bridge*.

3.4.6. Caracterização das Resistências.

Em um transformador, se a corrente é capaz de se distribuir de forma uniforme através da seção transversal de um condutor, a potência dissipada neste enrolamento pode ser calculada através da resistência em corrente contínua [10], chamada de R_{cc} . Porém, quando campos magnéticos variantes no tempo induzem correntes circulantes no condutor, a densidade de corrente não se distribui mais de forma uniforme.

Os campos magnéticos variantes podem ser gerados pelo efeito da circulação da corrente variante no tempo do próprio condutor ou em condutores vizinhos. Isto quer dizer que com a operação do transformador em alta frequência surgem perdas denominadas de Perdas por Correntes Circulantes, ocasionadas pelos efeitos pelicular e de proximidade.

Quando a distribuição da corrente não é uniforme no próprio condutor, tem-se o fenômeno conhecido como efeito pelicular, também conhecido como efeito Skin. Este efeito pelicular passou a ser estudado por diversos pesquisadores. Dentre eles, Rayleigh [11] verificou a influência da frequência sobre a distribuição de corrente ao longo de um condutor cilíndrico. Mesmo com dados válidos obtidos somente para frequências baixas, Rayleigh mostra que com a elevação da frequência, a indutância de um enrolamento diminui e a sua resistência aumenta. Também concluiu que com o aumento da frequência a corrente tende a se concentrar na região próxima a superfície do condutor. Quando a variação do campo ocorre devido à circulação de correntes variantes em condutores vizinhos, tem-se o efeito conhecido

como efeito de proximidade.

Ambos os efeitos causados pela não uniformidade da distribuição da corrente ocorrem simultaneamente em um condutor percorrido por uma corrente variante no tempo e dependem da frequência do campo magnético. Para reduzir estes efeitos, geralmente os condutores são trançados entre si.

Assim, para uma determinação correta da resistência dos enrolamentos é necessário levar em conta a influência destes efeitos, que dependem também da frequência de operação.

a) Resistência R_{cc}

A resistência R_{cc} pode ser determinada através de consulta em tabelas dos fabricantes que fornecem a sua resistência por centímetro (ρ_C), bastando multiplicar este valor pelo comprimento utilizado (ℓ), conforme mostra a expressão (3.31). Esta resistência CC pode ser também determinada pela aplicação de uma tensão CC conhecida e medição da corrente que circula pelo enrolamento, ou ainda através da expressão (3.32):

$$R_{cc} = \frac{\rho_C \cdot \ell}{S} \quad (3.31)$$

$$R_{cc} = \frac{4 \cdot \rho_C \cdot N_e \cdot MLT}{n_{ce} \cdot \pi \cdot d_{ce\max}^2} \quad (3.32)$$

onde,

S : área da seção transversal do condutor [cm^2];

ℓ : comprimento do condutor [cm];

N_e : Número de espiras;

MLT : comprimento médio de uma espira [cm];

n_{ce} : número de condutores elementares;

$d_{ceideal}$: diâmetro ideal do condutor elementar considerando o efeito pelicular [cm];

ρ_C : resistividade do condutor por centímetro [Ω/cm].

A resistividade do condutor ρ_C especificada em catálogos de fabricantes está definida geralmente para um certo valor de temperatura. Como a resistência sofre alteração com o

aumento da temperatura, o procedimento correto é fazer uma correção desta resistividade para a operação real de temperatura em que o condutor vai operar. Por exemplo, um condutor de cobre de um transformador deve ter a sua resistividade corrigida em função da máxima temperatura projetada em que este condutor irá operar, a fim de evitar um aumento demasiado da temperatura. Para calcular a resistividade do cobre para uma determinada elevação de temperatura tem-se a expressão (3.33), onde:

$$\rho_{Cu} = \rho_{Cu20^{\circ}C} \cdot [1 + \Gamma(T_e - 20)] \quad (3.33)$$

$\rho_{Cu^{\circ}C}$: resistividade do cobre para uma certa elevação de temperatura;

$\rho_{Cu20^{\circ}C}$: resistividade do cobre a $20^{\circ}C \rightarrow 1,708 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$;

Γ : coeficiente de temperatura do cobre $\rightarrow 0,00393 \cdot ^{\circ}C^{-1}$.

T_e : Temperatura em $^{\circ}C$

As expressões para determinar a resistência CC levam em conta o condutor e suas características. Em projetos, esta resistência é estimada por estas expressões após a definição do fio condutor elementar para cada enrolamento.

b) Resistência R_{CA}

Para se ter os valores mais exatos das perdas em um enrolamento, deve-se considerar a resistência CA (R_{CA}) que leva em consideração o efeito pelicular e o efeito de proximidade. Levando-se em consideração o efeito pelicular, a resistência R_{CA} é expressa por:

$$R_{CA} = R_{cc} + R_{SE} = R_{cc} (1 + F) \quad (3.34)$$

Esta expressão mostra que a resistência CA é a soma da resistência CC e de um aumento na resistência devido ao efeito pelicular. O fator F, que representa o fator devido a este efeito, é uma relação entre o diâmetro do condutor e a profundidade de penetração de campo, que será mostrada a seguir.

Já para o aumento da resistência de um condutor em relação ao seu valor R_{cc} levando em consideração também o efeito de proximidade, tem-se o fator F_R mostrado na expressão (3.35). Este fator F_R depende do tipo de condutor (cilíndrico, laminar, litz,...), da disposição

dos condutores (torcidos, trançados,...) e do número de camadas dos enrolamentos.

$$F_R = \frac{R_{CA}}{R_{CC}} \quad (3.35)$$

Alguns fabricantes fornecem gráficos com valores de F_R ou mesmo expressões matemáticas para estimar este valor a partir da adoção de certas hipóteses simplificadoras. Mesmo assim, a determinação mais realista deste fator requer estudos aprofundados, cujo objetivo principal é a otimização do projeto de transformadores de alta frequência.

Como as especificações do fio condutor utilizado nos enrolamentos não eram disponíveis em catálogos, a resistência R_{CA} foi medida, surgindo algumas incertezas inerentes a esta medida. Porém, a resistência R_{CC} pode ser determinada através de dados experimentais.

Através da aplicação de uma tensão CC nos terminais do transformador (V_{ccp}) é possível medir a resistência R_{cc} de cada enrolamento (R_{ccp} e R_{ccs}) pela Lei de Ohm através da medida das correntes em cada um dos enrolamentos, conforme mostra a Fig 3.26 para o enrolamento primário. O mesmo procedimento é aplicado no enrolamento secundário para determinar R_{ccs} . A dificuldade encontrada nesta medida é utilizar uma fonte de tensão que consiga manter um nível de tensão por um certo tempo. Para fontes CC de baixa potência, ao aplicar uma tensão no transformador, ela tende a zerar e a corrente tende a subir, caracterizando um curto-circuito na fonte. Assim, foi necessária uma fonte capaz de manter um nível de tensão, mesmo que pequeno, enquanto uma corrente circula pelo enrolamento.

Utilizou-se para este experimento uma fonte CC capaz de fornecer uma tensão de 300V e uma corrente de 10 A. Os valores de tensão (V_{cc}) e corrente (I_{cc}) possíveis de serem aplicados e medidos através de ajustes foram:

◆ Primário

$$V_{ccp} = 333 \text{ mV}$$

$$I_{ccp} = 5,3 \text{ A}$$

$$V_{ccp} = 724 \text{ mV}$$

$$I_{ccp} = 11,4 \text{ A}$$

♦ Secundário

$$V_{ccs} = 129\text{ mV} \quad I_{ccs} = 2,55\text{ A}$$

$$V_{ccs} = 200\text{ mV} \quad I_{ccs} = 3,82\text{ A}$$

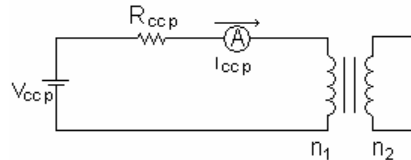


Fig. 3.26 - Medida da resistência CC.

Os valores adquiridos para resistências CC do primário e secundário foram:

$$R_{ccp} = 63\text{ m}\Omega$$

$$R_{ccs} = 50\text{ m}\Omega$$

3.4.7. Análise geral dos resultados e modelo adotado.

De uma forma geral, a determinação dos parâmetros do transformador serviu somente como base de dados devido às dificuldades relatadas ao longo deste trabalho. Dos quatro métodos utilizados para tentar encontrar o modelo exato do transformador, todos apresentaram valores próximos, sendo que em alguns métodos não foi possível determinar todos estes parâmetros desejados.

O primeiro método que utiliza a ponte LCR serviu como base inicial para encontrar os valores reais. O inconveniente deste método está na limitação de frequência e potência que a ponte possui. O ideal para a medição é que estes níveis sejam parecidos com os valores reais em que o transformador vai operar. Prova disto foi mostrado na tabela (3.1) (método com *Half-Bridge*), onde à medida em que a tensão aplicada no enrolamento primário aumentava, os valores de indutância própria também aumentavam. Porém, a determinação do modelo equivalente da medida realizada com o curto-circuito na ponte produziu um bom resultado, pois foi capaz de quantificar a indutância de dispersão.

Os outros três métodos apresentaram valores de indutância própria muito próximos. A tabela (3.2) mostra os resultados obtidos com os quatro métodos utilizados.

Como o método que se apresentou mais confiável para medição da dispersão foi através da ponte, as medidas adotadas para a dispersão são as obtidas neste processo. Para a medida das indutâncias próprias serão adotados os valores obtidos nos testes com a fonte Larry.

É importante observar que os pontos negativos relatados nestes testes não tiram a validade dos métodos propostos neste trabalho. As dificuldades encontradas foram devido a falta de instrumentação adequada para este tipo de medida que avalia valores na ordem de micro e nano Henrys. Se for analisado por exemplo o método da corrente senoidal, onde pode-se determinar até as indutâncias mútuas, este método é inteiramente válido quando for aplicado através de equipamentos do tipo geradores de potência, onde é possível aplicar no transformador diversos níveis de corrente e frequência e tendo-se para isto, instrumentos precisos de medição. O fato do teste ter sido realizado com níveis baixos de corrente e frequência não invalidam a metodologia proposta, pois os valores foram bastante próximos dos demais métodos.

Para adquirir o valor da resistência CC, o teste da medida com aplicação de uma tensão CC nos enrolamentos é a que fornece valores mais próximos da realidade. Isto porque para determinar através das expressões, é necessário se ter os valores específicos do fio condutor utilizado. Para fios cilíndricos sólidos as tabelas de valores são bastante acessíveis, mas o mesmo não ocorre para fios condutores laminares. Acrescente-se ainda a inclusão do fio que une as duas partes do enrolamento primário e os terminais, que são condutores cilíndricos de cobre, cujas características são diferentes do laminar.

Tabela 3.2 – Valores obtidos para as indutâncias características do transformador

	$L_p(H)$	$L_s(H)$	$L_{mp}(H)$	$L_{ms}(H)$	$L_{dp}(H)$	$L_{ds}(H)$	$f(Hz)$	$M(H)$
HP LCR 4262A	1,103 m	104,9 μ	1,103 m	104,9 μ	1,56 μ	0,085 μ	10 k	-
Corrente Senoidal	1,70 m	160 μ	1,755 m	166,15 μ	-	-	60	540 μ
Fonte Larry	1,607 m	152,15 μ	1,608 m	152,91 μ	-	-	57 k	495 μ
Half-Bridge	1,77 m	167,5 μ	1,77 m	167,5 μ	2,37 μ	0,224 μ	60 k	

Assim, o modelo adotado para o transformador pode ser visto na Fig. 3.27. Este modelo servirá de parâmetro para a comparação com os protótipos que serão montados neste trabalho. Quanto aos valores de resistência, no modelo da Fig. 3.27 estão representados os valores obtidos através da medida CC. Porém, como já dito anteriormente, a incerteza nesta medida deve ser levada em conta, mas não é algo preocupante devido ao fato desta resistência poder ser calculada no projeto após a escolha do condutor.

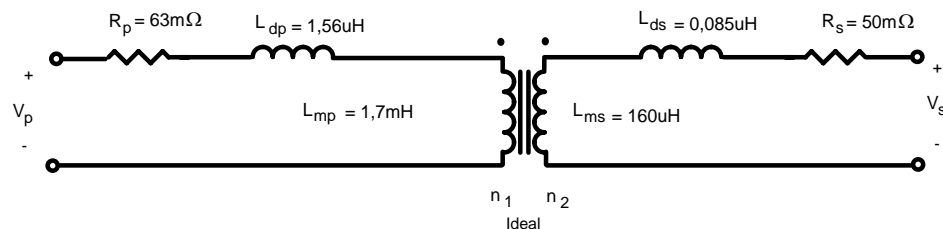


Fig. 3.27 – Modelo adotado para o transformador.

3.5. Projeto do transformador

O projeto do transformador para a fonte de soldagem é realizado com base nos métodos existentes para transformadores de alta frequência. Porém, devido à aplicação em soldagem, que requer um elevado processamento de potência devido ao uso de correntes altas, o projeto não pode ser realizado de forma idêntica aos utilizados para fontes chaveadas comuns. Estas características, relevantes agora para o projeto do transformador, serão descritas a medida em que o projeto for sendo apresentado.

O objetivo principal desta etapa é reprojeter o transformador já utilizado para a mesma potência de operação da máquina através de determinados passos que poderão gerar uma planilha de cálculos. Como só estavam disponíveis de forma segura as especificações de tensão e corrente de saída do conversor e o núcleo utilizado, as demais especificações foram adotadas neste trabalho. Com isto, será possível obter uma metodologia de projeto que servirá de base para outros projetos com maiores potências.

Outro método utilizado para projetar o transformador foi o uso do Software DEMAG, desenvolvido pelo INEP [12]. Este Software oferece uma metodologia otimizada,

principalmente em termos de perdas e elevação de temperatura, com eficiência já comprovada. A utilização do DEMAG tem como objetivo principal estabelecer um parâmetro de comparação entre o projeto proposto e o projeto gerado pelo Software. Também é importante ressaltar que a correta utilização do Software só foi possível devido ao estudo realizado no projeto proposto que será mostrado a seguir.

3.5.1. Especificações iniciais adotadas para projeto

As especificações de projeto levam em conta a exigência principal do conversor que é de fornecer uma corrente média na saída de 110A e uma tensão média de aproximadamente 24V, considerados como sendo valores nominais. É importante ressaltar que estes valores de corrente e tensão de saída do conversor foram os únicos dados iniciais disponíveis para o projeto. Os demais dados, como densidade de corrente, densidade de fluxo, queda de tensão nos semicondutores e outros, foram adotados por critérios próprios, julgados como ideais para este projeto.

Os valores iniciais adotados para projetar o transformador foram:

$V_d = 1V$	- Queda de tensão nos diodos;
$R_{ds} = 0,15 \Omega$	- Resistência do Mosfet em condução;
$\eta_{conv} = 0,9$	- Rendimento do conversor;
$V_o = 24 V$	- Tensão média de saída;
$I_o = 110 A$	- Corrente média de saída;
$f_T = 60.000 \text{ Hz}$	- Frequência de operação do transformador;
$D_{oper} = 0,45$	- Razão cíclica de operação;
$k_w = 0,32$	- Fator de utilização da janela do núcleo;
$k_p = 0,41$	- Fator de utilização do primário;
$J_{max} = 600 \text{ A/cm}^2$	- Densidade máxima inicial de corrente considerada;
$\Delta B_{max} = 0,15 \text{ T}$	- Excursão máxima da densidade de fluxo magnético;
$T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	- Temperatura Ambiente;
$\alpha = 0,5 \%$	- regulação.

Partindo-se destas especificações é possível fazer um roteiro de cálculos que inicia pela determinação do núcleo. Determinado o núcleo, os enrolamentos e os condutores são especificados, passando então para o cálculo das perdas no transformador e, finalmente, a determinação da elevação de temperatura. Alguns valores adotados sofreram alterações no decorrer do projeto para tentar diminuir a elevação de temperatura.

Com estes dados iniciais, é possível determinar também a potência de saída do conversor (P_o) e a potência de entrada máxima (P_{inmax}) através das expressões (3.36) e (3.37), respectivamente.

$$P_o = I_o(V_o + V_d) \quad (3.36)$$

$$P_o = 2.750 \text{ W}$$

$$P_{inmax} = \frac{P_o}{\eta_{conv}} \quad (3.37)$$

$$P_{inmax} = 3.055 \text{ W}$$

A tensão de entrada do conversor, que é representada por uma fonte E, é a tensão aplicada no enrolamento primário sempre que os interruptores são comandados a conduzir, conforme mostrado no Capítulo 2 deste trabalho. Esta fonte de tensão E representa a tensão proveniente de um retificador de onda completa, cujos valores máximos e mínimos obtidos em simulação podem ser considerados como sendo:

$$V_{inmin} = 292,72 \text{ V} \quad - \text{ Tensão de entrada mínima;}$$

$$V_{inmax} = 308,12 \text{ V} \quad - \text{ Tensão de entrada máxima;}$$

3.5.2. Definição do Núcleo

A escolha do núcleo é realizada através da expressão do produto das áreas (3.38). Através deste produto a escolha é realizada por meio de consulta a catálogos de fabricantes de núcleos.

$$A_e A_w = \frac{D_{oper} \cdot P_{in\max} \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot f_T} \left[cm^4 \right] \quad (3.38)$$

Onde:

A_e é a área efetiva da perna central do núcleo, em cm^2 ;

A_w é a área da janela do núcleo, em cm^2 .

$A_e A_w$ é produto das áreas, em cm^4 ;

Substituindo os valores necessários nesta equação (3.38), os quais foram especificados anteriormente, o produto das áreas resulta em:

$$A_e A_w = 19,40 cm^4$$

O núcleo resultante é o mesmo núcleo utilizado pela fonte de soldagem na sua versão original. Trata-se do núcleo modelo NEE-65/26 fabricado pela Thornton Inpec Eletrônica Ltda. No catálogo do fabricante tem-se as dimensões mostradas na Fig. 3.28 e as seguintes especificações:

$$A_e A_w = 28,5292 cm^4$$

- produto das áreas;

$$A_e = 5,211 cm^2$$

- área efetiva da perna central do núcleo;

$$A_w = 5,4748 cm^2$$

- área da janela do núcleo.

$$MLT = 17,07 cm$$

- comprimento médio de uma espira;

$$V_e = 78,20 cm^3$$

- volume efetivo do núcleo.

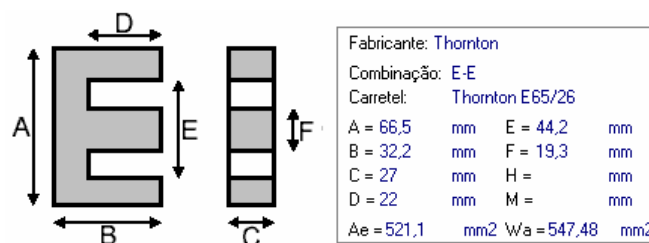


Fig. 3.28 – Dimensões do núcleo Thornton NEE65/26.

Com as dimensões mostradas na Fig 3.28 é possível também obter o comprimento médio de uma espira do enrolamento, denominado como MLT e expressa pela equação (3.39)

onde é suposto que todas a área da janela do núcleo é preenchida pelo enrolamento. Esta expressão não leva em conta o carretel.

$$MLT = 2 \cdot \left[(F + C) + 3.14 \left(\frac{E - F}{2} \right) \right] \quad (3.39)$$

$$MLT = 17,14cm$$

Atualmente, existe uma grande variedade de materiais e geometrias de núcleos de ferrite. Esta grande variedade foi impulsionada pelo aumento das aplicações da eletrônica de potência, levando os fabricantes de materiais magnéticos a desenvolverem uma gama maior de opções para estes núcleos de ferrites. O uso de novas tecnologias na fabricação dos ferrites tem proporcionado a realização de projetos que utilizam elevada potência e elevadas frequências de comutação, que diminuiram significativamente o volume dos componentes magnéticos [13].

Por tal motivo, os núcleos de ferrite devem apresentar ao mesmo tempo uma elevada densidade de fluxo de saturação e níveis baixos de perdas quando estiverem operando com uma elevada temperatura [13] e frequência.

Dentre os vários tipos de materiais, foi utilizado o núcleo descrito acima, cuja fabricação é nacional. O material escolhido é o IP12R, cujas características são mostradas no Anexo 1.

Em [10] é apresentado um estudo com a determinação dos coeficientes de caracterização deste material, determinados através de testes experimentais. Os resultados obtidos em [10] para o material IP12, a uma temperatura de 80°C podem ser vistos na tabela 3.3. Estes coeficientes foram obtidos através de uma metodologia para caracterização de materiais magnéticos através de um sinal de excitação senoidal.

Tabela 3.3 – Parâmetros C_m , x e y para material IP12 a 80°C.

Restrição	C_m	x	y	Erro
$x \geq 1,0$ e $y \geq 2,0$	$7,9292 \times 10^{-3}$	1,4017	2,3294	$1,4197 \times 10^{-3}$

3.5.3. Cálculo das características do primário e do secundário.

Inicialmente, com a definição do núcleo pode-se calcular a densidade de corrente, que servirá para especificar a área necessária do fio condutor no primário e no secundário, através da equação (3.40).

$$J = \frac{2 \cdot P_{in \max} \cdot \sqrt{D_{oper}} \cdot 10^4}{k_w \cdot A_e \cdot A_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_T} \quad (3.40)$$

$$J = 498,93 \text{ A/cm}^2$$

A corrente de entrada do conversor I_{in} , que irá circular pelo enrolamento primário, terá seu valor máximo no instante em que se tiver a máxima potência de entrada para uma tensão mínima de entrada, conforme mostra a equação (3.41).

$$I_{in} = \frac{P_{in \max}}{V_{in \min}} = 10,43 \text{ A} \quad (3.41)$$

Para o valor eficaz desta corrente no primário, tem-se a equação (3.42) que leva em conta a razão cíclica de operação. Já a corrente eficaz do secundário é obtida através de (3.43).

$$I_{prms} = \frac{I_{in}}{\sqrt{D_{oper}}} = 15,56 \text{ A} \quad (3.42)$$

$$I_{srms} = I_o \cdot \sqrt{D_{oper}} = 73,79 \text{ A} \quad (3.43)$$

As tensões sobre o enrolamento primário V_p e sobre o enrolamento secundário V_s são mostradas nas equações (3.44) e (3.45), respectivamente.

$$V_p = V_{in \min} - 2(I_{in} \cdot R_{ds}) = 289,58 \text{ V} \quad (3.44)$$

$$V_s = \left(\frac{V_o + V_d}{D_{oper}} \right) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right) = 55,83 \text{ V} \quad (3.45)$$

Com a densidade de corrente determinada em (3.40) e o nível de corrente eficaz que cada enrolamento possui, é possível determinar as áreas necessárias dos condutores primário (A_{wp}) e secundário (A_{ws}).

$$A_{wp} = \frac{I_{prms}}{J} = 0,0312 \text{ cm}^2 \quad (3.46)$$

$$A_{ws} = \frac{I_{srms}}{J} = 0,149 \text{ cm}^2 \quad (3.47)$$

O número de espiras para o enrolamento primário é então determinado através da expressão (3.48). Com este valor determinado, através da relação das tensões e do número de espiras (ver expressão (3.11)), pode-se determinar o número de espiras do enrolamento secundário, conforme mostra a expressão (3.49).

$$n_{1a} = \frac{V_p \cdot D_{oper} \cdot 10^4}{f_T \cdot A_e \cdot \Delta B_{max}} = 28 \quad (3.48)$$

$$n_{2a} = \frac{n_{1a} \cdot V_s}{V_p} = 5 \quad (3.49)$$

Onde:

n_{1a} é o número de espiras calculado para o primário;

n_{2a} é o número de espiras calculado para o secundário.

A relação de transformação do transformador encontrada para os valores calculados do número de espiras será:

$$a = \frac{n_{1a}}{n_{2a}} = 5,6 \quad (3.50)$$

Neste instante surge então uma característica relevante no projeto. Os valores encontrados para o número de espiras são determinados através das expressões (3.48) e (3.49), que são expressões bastante utilizadas em cálculos de transformadores para fontes comutadas. Porém, devido a algumas características especiais que a fonte de soldagem possui durante a sua operação, estas expressões não apresentaram valores válidos para este projeto.

Para explicar esta última afirmação, pode-se observar a Fig. 3.29, que mostra uma das formas de onda da corrente utilizadas no processo de soldagem. Neste processo, conhecido como corrente pulsada, tem-se durante um intervalo pequeno uma corrente de pico (I_p) e no

restante do período uma corrente de base (I_b). Se, por exemplo, os valores de pico e de base forem 150A e 35A, respectivamente, o valor médio desta corrente (I_{med}) estaria em torno de 70A e seu valor eficaz (I_{ef}) em torno de 88A. Estes valores de pico e de base são ajustados conforme a necessidade do processo de soldagem. Como as metodologias de projetos de transformadores utilizam geralmente equações com valores médios ou eficazes, pode ocorrer em certas ocasiões a não possibilidade de atender o valor de pico.

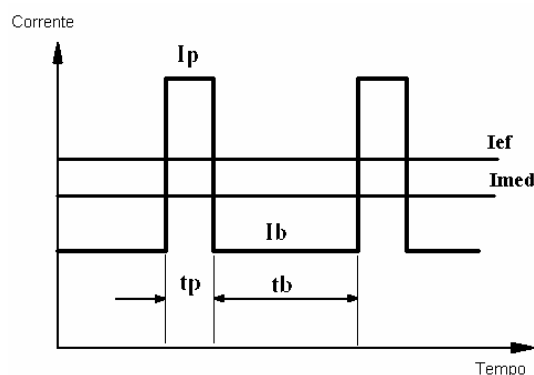


Fig 3.29 – Exemplo de um tipo de forma de onda utilizada no processo de soldagem.

Outro fator que levou a concluir que as expressões (3.49) e (3.50) não ofereceram valores satisfatórios para este projeto está ligado ao processo TIG. A Fig. 3.30 apresenta as características estáticas do arco TIG com metal alumínio e gás de proteção hélio, mostrando o comportamento da tensão e da corrente para diferentes distâncias do arco [26]. Se, por um exemplo, a fonte estiver operando com 120A de corrente e ocorrer uma variação instantânea da distância de 2mm para 6mm, devido ao processo ser manual (é muito difícil sempre manter a mesma distância do arco mesmo para um operador experiente), a tensão salta do valor próximo a 28V para um valor próximo a 45V, uma vez que a fonte trabalha com imposição de corrente. Caso a fonte projetada não consiga neste instante suprir este nível de tensão, o arco se extingue. Isto quer dizer que com as variações da distância do arco ocorridas pelo fato do processo ser manual, o arco pode ser constantemente extinguido, prejudicando o processo de soldagem.

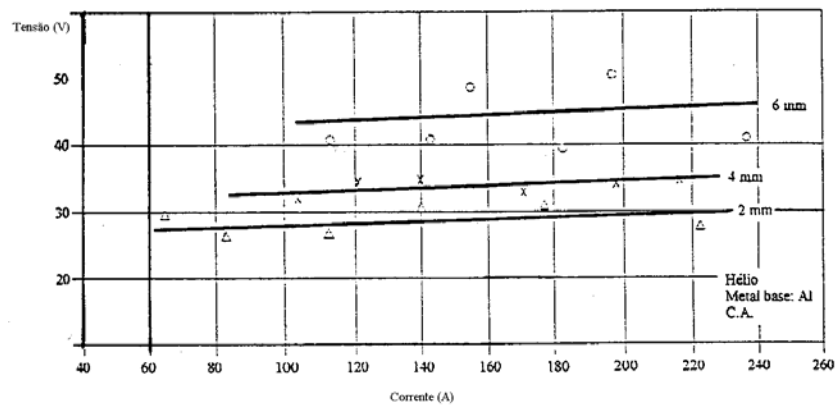


Fig. 3.30 – Características estáticas do arco TIG com metal alumínio e gás de proteção Hélio.

Analisando as especificações para projeto proposto neste trabalho, sabe-se que a tensão máxima aplicada no enrolamento primário é em torno de 300V e que a determinação da relação de transformação é realizada por meio de parâmetros que consideram somente o valor médio da tensão da saída 24V. Com a relação de transformação encontrada anteriormente por meio da expressão (3.50), a máxima tensão no secundário ficaria limitada ao valor de 53,57V. Porém, este valor máximo da tensão sobre o secundário não irá satisfazer a operação de soldagem, pois sempre que um aumento da distância do eletrodo ocorrer, o arco se extinguirá devido a não possibilidade de suprir instantaneamente um valor alto de tensão.

Por tal motivo, é necessário ajustar o número de espiras para que se consiga um aumento da capacidade de tensão no enrolamento secundário. Isto pode ser feito porque a determinação do condutor está ligada a fatores como profundidade de penetração do campo e da área de cobre necessária.

A relação de transformação deve possuir neste projeto um valor menor do que o encontrado em (3.50) para que a tensão sobre o enrolamento secundário possua um valor mais elevado. Este ajuste do número de espiras não teve um critério específico, mas por motivos de espaço na janela do núcleo, optou-se por diminuir o número de voltas, principalmente no enrolamento primário, que possui a característica de possuir uma corrente menor. Assim, foram escolhidos como os novos números de espiras os seguintes valores:

$$n_1 = 15 \quad (3.51)$$

$$n_2 = 4 \quad (3.52)$$

$$a = \frac{n_1}{n_2} = 3,75 \quad (3.53)$$

3.5.4. Especificações dos fios condutores

3.5.4.1. Bitola do fio condutor elementar

Para escolher a bitola do fio condutor elementar é necessário levar em conta os efeitos pelicular e de proximidade. Levando-se em conta o efeito pelicular, pode-se calcular um diâmetro ideal para um fio cilíndrico onde este efeito passa a ser considerado desprezível.

O efeito pelicular depende da profundidade de penetração da corrente no condutor, que depende da frequência de operação. Esta profundidade de penetração pode ser determinada através da expressão (3.54).

$$\delta = \frac{C_T}{\sqrt{f_T}} \quad (3.54)$$

Onde:

δ é a profundidade de penetração da corrente num condutor, em cm;

f_T é a frequência de operação, em Hz;

C_T é uma constante que depende da temperatura, em $\text{m.Hz}^{1/2}$.

Na expressão (3.54), deve-se atentar para a constante C_T que possui valores diferentes para determinadas temperaturas. É muito comum encontrar trabalhos onde esta constante é adotada com o valor 7,5, escolhida sem observar a temperatura de operação estimada. A tabela 3.4 mostra os valores desta constante para três tipos de materiais condutores em diversas temperaturas [14]. Neste trabalho, a constante C_T escolhida é para operação a 100°C do material cobre.

Tabela 3.4 – Profundidade de penetração. $\delta = C_T \cdot f_T^{-1/2}$

Material do Condutor	Temperatura	C_T	
	°C	m.Hz ^{1/2}	mm.Hz ^{1/2}
Cobre	20	0.0658	65.8
	70	0.072	72
	100	0.075	75
Alumínio	20	0.084	84
	70	0.092	92
	100	0.095	95
Prata	20	0.064	64
	70	0.070	70
	100	0.073	73

O diâmetro ideal do fio considerando o efeito pelicular, denominado d_{ok} é dado por:

$$d_{ok} \leq 2.\delta \quad (3.55)$$

Substituindo os valores nas expressões (3.54) e (3.55), tem-se os seguintes valores:

$$\delta = 0,0306cm$$

$$d_{ok} = 0,0612cm$$

O objetivo destas determinações é minimizar o efeito skin nos condutores do tipo cilíndricos. É importante ressaltar ainda que a expressão (3.55) só é válida para um condutor cilíndrico isoladamente [8].

O próximo passo é calcular a área da seção do fio para o condutor ideal cilíndrico S_{ok} através da equação (3.56).

$$S_{ok} = \pi.\delta^2 = 0,002945cm^2 \quad (3.56)$$

3.5.4.2. Escolha do fio e cálculos

Foi escolhido um fio condutor de cobre cilíndrico 0,4105 mm² (AWG 21) cujas características de catálogo são:

$$S_{fio1} = 0,004105 cm^2 \quad - \text{Área da seção transversal de cobre};$$

$$S_{fio1iso} = 0,005004 cm^2 \quad - \text{Área do condutor, com isolamento};$$

$$\rho_{100^\circ C f_{io1}} = 0,000561 \Omega/cm \quad - \text{resistividade/cm a } 100^\circ C;$$

$d_{fio1} = 0,072\text{cm}$ - Diâmetro do condutor.

O cálculo da quantidade de fios condutores elementares requeridos no primário n_{pfio1} e no secundário n_{sfio1} , é mostrado através das equações (3.57) e (3.58).

$$n_{pfio1} = \frac{A_{wp}}{S_{fio1}} = 8 \quad (3.57)$$

$$n_{sfio1} = \frac{A_{ws}}{S_{fio1}} = 36 \quad (3.58)$$

Com o número de condutores elementares determinado, uma resistividade é calculada levando-se em conta estes condutores através de (3.59) e (3.60). Com estas resistividades é possível se ter uma idéia da resistência dos enrolamentos através de (3.61) e (3.62).

$$\sigma_{pfio1} = \frac{\rho_{100^\circ C fio1}}{n_{pfio1}} = 7,015.10^{-5} \Omega / cm \quad (3.59)$$

$$\sigma_{sfio1} = \frac{\rho_{100^\circ C fio1}}{n_{sfio1}} = 1,558.10^{-5} \Omega / cm \quad (3.60)$$

$$R_p = MLT.n_1.\sigma_{pfio1} = 0,018\Omega \quad (3.61)$$

$$R_s = MLT.n_2.\sigma_{sfio1} = 1,064.10^{-3}\Omega \quad (3.62)$$

Onde:

σ_{pfio1} é a resistividade do condutor para o primário;

σ_{sfio1} é a resistividade do condutor para o secundário;

R_p é a resistência do enrolamento primário;

R_s é a resistência do enrolamento secundário;

3.5.5. Fator de utilização da janela do núcleo

É importante verificar se os enrolamentos determinados anteriormente podem ser alojados na janela do núcleo. Através da equação (3.63) é possível determinar a área que os

enrolamentos possuem $A_{totfio1}$, dividido por um fator 0,7 para prever as imperfeições e espaços ocorridas durante a bobinagem, pois é difícil conseguir um enrolamento totalmente uniforme.

$$A_{totfio1} = \frac{n_1 \cdot n_{pfio1} \cdot S_{fio1iso} + n_2 \cdot n_{sfio1} \cdot S_{fio1iso}}{0,7} = 1,8872 cm^2 \quad (3.63)$$

Os fatores de ocupação da janela são determinados nas expressões (3.64) e (3.65) onde K_u considera somente a área da janela A_w e o fator F_u considera a área efetiva da janela A_{Wef} (considera a área ocupada também pelo carretel na janela).

$$K_u = \frac{A_{totfio1}}{A_w} \cdot 100\% = 34,47\% \quad (3.64)$$

$$F_u = \frac{A_{totfio1}}{A_{Wef}} \cdot 100\% = 48,14\% \quad (3.65)$$

3.5.6. Determinação das Perdas e Elevação de Temperatura

As perdas em um transformador são dissipadas sob forma de calor nos enrolamentos e no núcleo. As propriedades térmicas dos elementos magnéticos nos projetos simples e procedimentos de otimização são representadas por suas resistências térmicas [10]. Esta resistência térmica, denominada R_T , pode ser expressa pela relação entre a elevação de temperatura e a potência total dissipada, conforme mostra a expressão (3.66).

$$R_T = \frac{\Delta T}{P_t} \quad (3.66)$$

A elevação da temperatura ΔT é a diferença entre a temperatura de seu ponto mais quente (T_p) e a temperatura ambiente (T_a), conforme expressão (3.67). O ponto mais quente é comumente considerado como sendo localizado na perna central do núcleo. A diferença entre as temperaturas da superfície do núcleo e da sua perna central pode é, em geral, pequena, podendo em pequenos transformadores ser ignoradas [10].

$$\Delta T = T_p - T_a \quad (3.67)$$

A resistência térmica do núcleo pode ser determinada por meio de expressões empíricas (3.68) [15] e (3.69) [16]. Nota-se que esta resistência térmica depende do volume do núcleo, ou seja, depende das dimensões do mesmo.

$$R_T = 30,5 \times 10^{-3} [V_e (m^3)]^{-0,54} \quad (3.68)$$

$$R_T = 59,3 [V_e (cm^3)]^{-0,54} \quad (3.69)$$

Assim, com a escolha do núcleo já realizada é possível obter este valor de resistência.

$$R_T = 59,3 [78,2]^{-0,54} = 5,6328^\circ C / W$$

A perda total (P_t) é a soma das perdas nos enrolamentos (P_{Cu}), também conhecida como Perdas Joule, e das perdas no núcleo (P_{Core}).

$$P_t = P_{Cu} + P_{Core} \quad (3.70)$$

As perdas no cobre, ou perdas Joule, podem ser calculadas através das expressões (3.71) ou (3.72). Na expressão (3.71) as perdas no cobre são encontradas considerando a resistividade, a densidade de corrente e o volume de cobre. Já a expressão (3.72) mostra que as perdas no cobre podem ser determinadas pelo produto da resistência equivalente do enrolamento R_e , que representa a resistência considerando a influência da frequência e do quadrado e da corrente eficaz.

$$P_{Cu} = \rho_{Cu^\circ C} \cdot V_{Cu} \cdot J_{\max}^2 \quad (3.71)$$

$$P_{Cu} = R_e \cdot I_{ef}^2 \quad (3.72)$$

Para os enrolamentos primário e secundário do presente projeto as perdas no cobre são determinadas substituindo os valores na equação (3.73) e na equação (3.74). Assim, as perdas totais no cobre são determinadas pela equação (3.75).

$$P_{Cup} = R_p \cdot I_{prms}^2 = 4,349 \text{ W} \quad (3.73)$$

$$P_{Cus} = R_s \cdot I_{srms}^2 = 5,796 \text{ W} \quad (3.74)$$

$$P_{Cu} = P_{Cup} + P_{Cus} = 10,146 \text{ W} \quad (3.75)$$

Onde:

P_{Cup} e P_{Cus} : Perdas no cobre nos enrolamentos primário e secundário;

R_s e R_p : Resistências equivalentes dos enrolamentos primário e secundário;

I_{prms} e I_{srms} : Correntes eficazes dos enrolamentos primário e secundário;

P_{Cu} : Perdas totais no cobre.

Determinadas as perdas no cobre, o passo seguinte é determinar as perdas no núcleo. A expressão (3.76) mostra como calcular as perdas no núcleo. Nesta expressão é possível ver que as perdas estão ligadas aos coeficientes do material, à frequência de operação, ao volume do núcleo e à excursão máxima da densidade de fluxo magnético.

$$P_{Core} = V_e \cdot C_m \cdot f^x \cdot \Delta B_{max}^y \quad (3.76)$$

$$P_{Core} = 37,21 \text{ W}$$

Onde:

P_{Core} : Perdas no núcleo;

V_e : Volume efetivo do Núcleo (fornecido pelo fabricante);

C_m , x e y : Coeficientes do material;

f_T : Frequência de operação;

ΔB_{max} : Excursão máxima da densidade de fluxo magnético;

As perdas totais podem agora ser determinadas através da expressão (3.77).

$$P_t = P_{Cu} + P_{Core} = 47,365 \text{ W} \quad (3.77)$$

Assim, com os valores determinados de perdas totais e da resistência térmica, conforme mostra a expressão (3.66) é possível determinar uma elevação de temperatura.

$$\Delta T = R_T \cdot P_t = 266,79 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.78)$$

Com esta elevação de temperatura a operação do transformador se torna inviável observando-se que foi considerada na análise a ventilação natural do transformador. No caso os isolamentos do fio condutor suportam apenas 130°C para a classe de isolamento escolhida. A elevação calculada, que representa mais que o dobro da temperatura máxima permitida para o isolante torna impossível a execução do projeto nas condições especificadas, a menos que haja algum tipo de refrigeração complementar, como ventilação forçada.

Para tentar diminuir esta elevação de temperatura é possível alterar os parâmetros

adotados, como por exemplo, os parâmetros das perdas magnéticas através da escolha adequada de um ΔB_{\max} .

Outra solução para tentar diminuir a elevação de temperatura é escolher um núcleo maior pois este possui um volume também maior, diminuindo a resistência térmica. Porém esta escolha deve ser feita com cuidado pois se aumentar o volume, a expressão (3.76) mostra que as perdas no núcleo irão aumentar. Deve-se verificar se este aumento do núcleo irá então diminuir de fato a elevação de temperatura ou não.

Colocando este roteiro de projeto em uma planilha de cálculos foi possível alterar alguns valores na busca de tentar diminuir esta elevada temperatura. Das inúmeras tentativas, a variação que mais influenciou na mudança de temperatura foi a escolha de ΔB_{\max} , mostrando que este fator deve ser escolhido com valores adequados.

É importante observar que a fonte utiliza uma ventilação forçada. Esta ventilação está localizada em um ponto que o deslocamento de ar atinge o transformador e o dissipador onde estão acoplados os semicondutores. O vento gerado por esta ventilação possui velocidade de aproximadamente 5m/s. Baseado numa análise de catálogo de diversos dissipadores, foi possível verificar que a inclusão de uma ventilação forçada em determinados dissipadores podem diminuir até 4 vezes a resistência térmica com esta velocidade do vento. Guardadas as devidas considerações quanto ao tipo de material e geometria do transformador, que diferem dos dissipadores analisados nestes catálogos, será considerado que esta ventilação é capaz de reduzir de forma satisfatória a temperatura fazendo com que a execução do projeto torna-se realizável.

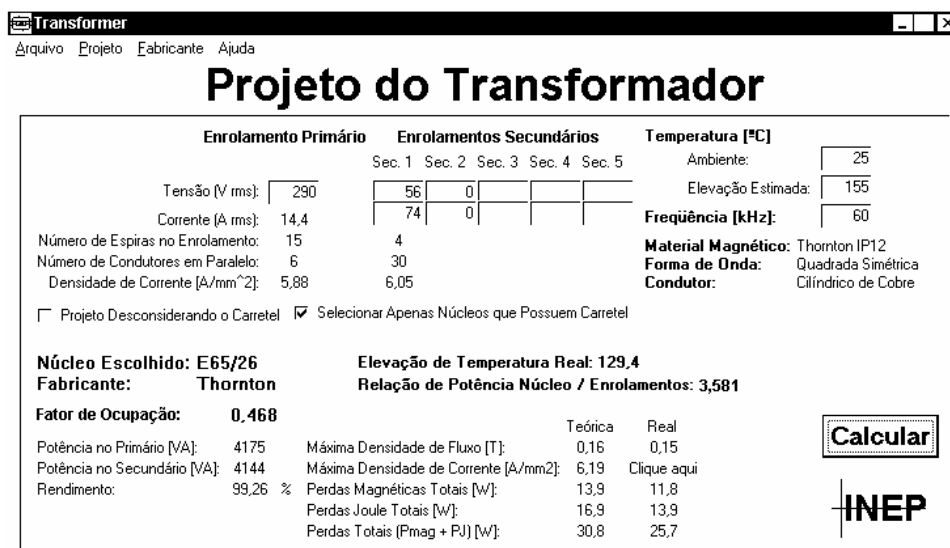
3.5.7. Projeto realizado com DEMAG

O Software DEMAG é uma ferramenta com eficiência comprovada para projetos otimizados de transformadores de alta frequência. Usualmente as planilhas de cálculo para projetos de transformadores determinam primeiramente o núcleo a ser utilizado e em função deste núcleo as perdas são determinadas. Já o DEMAG apresenta uma proposta diferente de projeto onde a partir de uma elevação de temperatura desejada é determinado o núcleo.

Para realizar o projeto no DEMAG, é necessário saber os valores eficazes de tensão e

corrente do transformador e a frequência de operação. Estimando uma elevação de temperatura desejada, o programa então busca a melhor opção de núcleo e apresenta através de um relatório o projeto completo. Para que esta ferramenta seja utilizada com eficiência é necessário que se tenha um bom conhecimento do conversor e de suas características. Neste trabalho, o projeto proposto para calcular o transformador serviu de base para poder utilizar o DEMAG, pois garantiu uma boa interpretação dos resultados. Os dados de corrente e tensão exigido pelo software foram retirados dos cálculos anteriores.

Para que fosse possível comparar projetos, o núcleo escolhido (EE65/29 –IP12R) foi imposto no projeto do software. Escolhendo uma temperatura ambiente de 25°C, o projeto mais viável calculado pelo software apresentou uma elevação de temperatura de 155°C. A Fig 3.31 mostra o Layout em preto e branco do programa com o resultado obtido. Nesta figura é possível ver diversos dados como o tipo de núcleo, a elevação de temperatura, as perdas calculadas, o fator de ocupação e outros.



Transformer [Arquivo] [Projeto] [Fabricante] [Ajuda]

Projeto do Transformador

Enrolamento Primário		Enrolamentos Secundários					Temperatura [°C]	
		Sec. 1	Sec. 2	Sec. 3	Sec. 4	Sec. 5	Ambiente:	
Tensão (V rms):	290	56	0				Elevação Estimada:	155
Corrente (A rms):	14,4	74	0				Frequência [kHz]:	60
Número de Espiras no Enrolamento:	15	4					Material Magnético: Thornton IP12	
Número de Condutores em Paralelo:	6	30					Forma de Onda: Quadrada Simétrica	
Densidade de Corrente [A/mm ²]:	5,88	6,05					Condutor: Cilíndrico de Cobre	

☐ Projeto Desconsiderando o Carretel ☒ Selecionar Apenas Núcleos que Possuem Carretel

Núcleo Escolhido: E65/26
Fabricante: Thornton
Fator de Ocupação: 0,468

Elevação de Temperatura Real: 129,4
Relação de Potência Núcleo / Enrolamentos: 3,581

	Teórica	Real
Potência no Primário [VA]:	4175	0,16
Potência no Secundário [VA]:	4144	0,15
Rendimento:	99,26 %	
Máxima Densidade de Fluxo [T]:	6,19	11,8
Máxima Densidade de Corrente [A/mm ²]:	13,9	13,9
Perdas Magnéticas Totais [W]:	16,9	25,7
Perdas Joule Totais [W]:	30,8	
Perdas Totais (Pmag + PJ) [W]:		

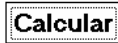




Fig. 3.31 – Layout do Software DEMAG obtido no projeto.

O programa gera ainda um relatório contendo todas informações para a execução do transformador. Este relatório pode ser visto a seguir.

Relatório gerado pelo DEMAG no projeto:

UFSC/EEL - INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (INEP)
 DEMag 2.0 - Dimensionamento de Elementos Magnéticos para Operação em Alta Freqüência

Projeto de Transformador de 4144 W - 60 kHz

FERRITE

Núcleo:	E65/26
Fabricante:	Thornton
Carretel:	Thornton E65/26
Material Magnético:	Thornton IP12
Freqüência de Operação:	20-200
Temperatura Curie:	>210 °C
Indução Mag. de Saturação (23 °C):	0,51 T
Densidade de Fluxo Max. p/ Projeto:	0,160 T
Densidade de Fluxo Real p/ Projeto:	0,150 T

INFORMAÇÕES GERAIS

Freqüência:	60 kHz
Elevação de Temperatura:	129,40 °C
Densidade de Corrente Max p/ Projeto:	6,190 A/mm ²
Resistividade do Condutor à Temp. Ambiente:	2,784E-8 Ohm.m
Temperatura Ambiente:	25 °C
Forma de Onda:	Quadrada Simétrica
Rendimento:	99,26%
Relação de Potência Snúcleo/S1:	3,581

PERDAS

Perdas Mag. Totais Max p/ Projeto:	13,869 W
Perdas Mag. Totais Reais p/ Projeto:	11,781 W
Perdas Joule Totais Max p/ Projeto:	16,920 W
Perdas Joule Totais Reais p/ Projeto:	13,923 W
Perdas Totais Max p/ Projeto:	30,788 W
Perdas Totais Reais p/ Projeto:	25,703 W

ENROLAMENTOS

Ocupação Total da Janela pelos Enrolamentos:	46,80%
Ocupação da Janela pelo Cobre:	21,60%

PRIMÁRIO

Tensão:	290 V
Corrente:	14,396 A
Número de Espiras:	15
Número de Espiras por Camada:	15
Número de Camadas:	2
Número de Condutores em Paralelo:	6
Densidade de Corrente:	5,883 A/mm ²
Bitola:	21 AWG
Área do Condutor Nu:	0,408 mm ²
Área do Condutor Isolado:	0,482 mm ²
Resistência em Corrente Contínua:	0,0232 Ohm
Resistência em Corrente Alternada:	0,0284 Ohm

SECUNDÁRIOS

Secundário 1	
Tensão:	56 V

Corrente:	74,000 A
Número de Espiras:	4
Número de Espiras por Camada:	6
Número de Camadas:	1
Número de Condutores em Paralelo:	30
Densidade de Corrente:	6,049 A/mm ²
Bitola:	21 AWG
Área do Condutor Nu:	0,408 mm ²
Área do Condutor Isolado:	0,482 mm ²
Resistência em Corrente Contínua:	0,0012 Ohm
Resistência em Corrente Alternada:	0,0015 Ohm

Como no caso do projeto realizado por meio do uso de expressões analíticas, o DEMAG faz os cálculos desconsiderando ventilação forçada. A elevação de temperatura obtida através do projeto otimizado do Software foi menor que a encontrada pela planilha de cálculos propostos.

3.6. Conclusão

Quanto aos métodos utilizados para a determinação dos parâmetros do transformador, ficou evidente que uma determinação mais realista do modelo para transformadores de alta frequência requer um modelo e instrumentos adequados. Isto quer dizer que para realizar os testes, o ideal seria aplicar os mesmos níveis de tensão, corrente e frequência que serão utilizadas na aplicação real. Mesmo assim, foi possível obter um modelo para representar o transformador através de algumas considerações julgadas como necessárias e aceitáveis. O mais importante neste aspecto foi poder quantificar as indutâncias para poder ter dados comparativos.

O roteiro de cálculo para projetar o transformador para este conversor mostrou bons resultados e serviu de base para utilizar o DEMAG. Para que o núcleo fosse mantido em ambos os projetos, a elevação de temperatura apresentou valores acima do permitido. Isto de certa forma limitou o estudo realizado pois não foram pesquisados outros tipos de materiais e núcleos alternativos para esta aplicação. Mesmo assim, o roteiro de cálculos apresentado neste capítulo pode ser adaptado para outros tipos de conversores utilizados em fontes de soldagem pois serve como ponto de partida para qualquer projeto de transformadores de alta frequência

utilizados nesta área.

Também foi possível observar que para este projeto é impossível obter uma elevação de temperatura aceitável se for mantido o mesmo tamanho e material do núcleo, ou seja, uma elevação que não necessite de uma ventilação forçada. Isto se deve ao tipo de aplicação onde os níveis de corrente são altos.

Capítulo 4 – Montagem e Verificação Experimental de Protótipos

4.1 - Introdução

A validação da metodologia proposta para projetar o transformador de alta frequência para a fonte de soldagem é realizada de forma satisfatória somente após a montagem e a aplicação de testes de desempenho.

Esta garantia de sucesso do projeto pode ser obtida pela verificação da resposta do transformador quando submetido a testes no conversor operando com carga em diferentes situações práticas. O funcionamento do transformador pode ser analisado através das formas de onda das correntes e tensões sobre os seus enrolamentos e ensaios em condições nominais da fonte à qual ele está conectado.

Além da análise das formas de onda, é importante que a elevação de temperatura, decorrente das perdas, esteja dentro de uma faixa de valores aceitável. Esta verificação é realizada através de testes de desempenho térmico, pela medição da elevação de temperatura em diversos pontos.

A partir do projeto definido, no Capítulo 3 deste trabalho, foram montados alguns protótipos, com diferentes tipos de condutores e configurações de enrolamentos. Estes protótipos foram então submetidos a testes de laboratório, os quais são apresentados neste Capítulo.

4.2. Características gerais sobre os Protótipos.

Para realizar a montagem dos protótipos que utilizam fio condutor do tipo cilíndrico sólido, optou-se em utilizar o projeto realizado pelo DEMAG, uma vez que o mesmo apresentou uma proposta otimizada com relação às suas perdas, ou seja, uma elevação de temperatura menor. Para o protótipo com o condutor laminar será utilizada somente a

metodologia de projeto mostrado no Capítulo 3 deste trabalho, cuja planilha de cálculos pode ser vista no Anexo 2.

Todos os protótipos montados possuem a mesma dimensão de núcleo, mesmo material magnético, mesmo carretel e todos utilizaram no seu processo de montagem um mesmo tipo de fita isolante. Esta fita (TECTAPE 156) tem a função de prover o isolamento entre camadas de um enrolamento ou entre enrolamentos sendo capaz de isolar tensões até 5.000V. A espessura da mesma é 0,055mm e ela é capaz de suportar temperaturas até 130°C.

A validação do projeto passa pela análise dos resultados obtidos na etapa experimental a que os protótipos foram submetidos. Para apresentar os resultados que realmente são relevantes neste trabalho, foi elaborada uma metodologia que consiste em submeter os protótipos em três etapas.

a) Etapa de determinação do modelo equivalente:

A primeira etapa consiste em realizar as medidas das indutâncias características do transformador (dispersão e magnetizante) por meio do uso da ponte LCR 4262A HP disponível no laboratório. O modelo do transformador é determinado para poder caracterizar seu comportamento, principalmente obter a indutância de dispersão. Tem-se também a verificação da relação de transformação e testes na fonte Larry e no conversor *Half-Bridge* com o secundário aberto para medir a indutância própria.

b) Etapa de verificação do funcionamento

Na segunda etapa é realizada a verificação do transformador através das formas de onda observadas nos osciloscópios quando o transformador está operando. Serão mostradas as formas de onda para o transformador operando na fonte de soldagem com uma corrente de saída I_o de 60A e seus valores nominais de corrente e tensão considerados para o projeto. O objetivo principal desta etapa é verificar se o protótipo montado é capaz de suprir a corrente e a tensão desejada para a fonte de soldagem. Também nesta etapa foi feito um teste para verificar se o transformador suporta operar com uma tensão média de saída próxima a 35V e corrente de saída próxima a 150A em intervalos de tempos curtos, sem saturar.

c) Etapa de testes térmicos

Comprovada a eficiência do protótipo, quanto a suas formas de onda, o mesmo passa então para a terceira etapa onde é realizado o teste térmico. Este teste é crucial para aprovação do projeto pois mostrará se a ventilação forçada utilizada pela fonte atua de forma eficiente.

Para realizar os testes térmicos, quatro pontos de medição de temperatura foram adotados, como mostra a Fig 4.1. Há dois pontos de medição na superfície, um através de um termopar e outro utilizando o medidor de temperatura LM35DT, um ponto de medição com termopar na perna central do núcleo e um último ponto que utiliza um termopar para medir a temperatura dos enrolamentos. Os testes tiveram duração aproximada de uma hora e vinte minutos.

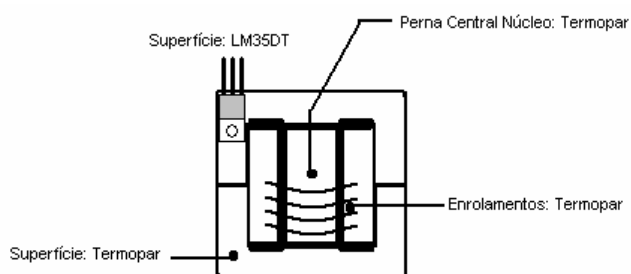


Fig. 4.1 – Pontos de medição de temperatura durante os testes térmicos.

4.3. Montagem do Protótipo 1

O primeiro protótipo, que será chamado de Protótipo 1, foi realizado com condutor cilíndrico de cobre e montado conforme as especificações mostradas no projeto apresentado pelo DEMAG no Capítulo 3 deste trabalho. Sabendo-se da necessidade de 15 voltas no enrolamento primário e 4 voltas para o enrolamento secundário, estes conjuntos de fios elementares foram torcidos entre si, conforme mostra a Fig 4.2.



Fig. 4.2 – Forma com que os condutores primário e secundário foram unidos

A idéia de torcer os fios se deve unicamente ao fato de buscar uma maior facilidade de manuseio durante a montagem dos enrolamentos. A idéia principal para realizar os enrolamentos é dividi-lo em camadas, intercalando porções de primário e secundário, ao invés de montar todo enrolamento primário e depois todo secundário. A disposição dos enrolamentos no carretel pode então ser feita de várias formas. Neste protótipo, foram enroladas 8 voltas do enrolamento primário, em seguida, foram enroladas as quatro voltas do enrolamento secundário e por último, as sete voltas restantes do enrolamento primário. A Fig. 4.3 mostra melhor como os enrolamentos foram postos no carretel.

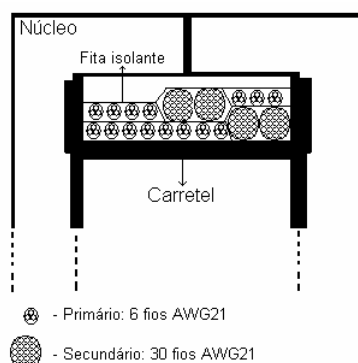


Fig. 4.3 – Disposição dos enrolamentos no carretel do Protótipo 1.

Para isolar as camadas, ou mesmo para garantir uma melhor isolação entre o primário e o secundário, foram utilizadas duas camadas de fita isolantes. Outra ação realizada durante a montagem deste protótipo foi a inclusão de dois termopares para medir a temperatura. Os lugares escolhidos para acoplar estes termopares foram a perna central do núcleo, por se considerar a parte onde ocorre a sua maior elevação de temperatura durante a operação [10], e os enrolamentos. É importante monitorar a elevação de temperatura nos enrolamentos uma vez que os isolamentos dos fios possuem uma temperatura limite de operação de 130°C. Além disto, para temperaturas elevadas (acima de 100°C) as características magnéticas do material do núcleo utilizado sofrem alterações significativas.

4.3.1. Testes Experimentais

4.3.1.1. Determinação do modelo equivalente

Conforme mostrado no Capítulo 3 deste trabalho, o modelo equivalente do transformador será determinado através da medição com a ponte LCR HP4262A que determinará os valores para indutâncias de dispersão e pela medição na fonte Larry com o secundário aberto.

Submetendo o Protótipo 1 na ponte, foram obtidos os seguintes valores de indutâncias:

$$L_{mp} = 1.091\mu H$$

$$L_{ms} = 77,6\mu H$$

$$L_{dp} = 8,65\mu H$$

$$L_{ds} = 0,565\mu H$$

$$a = 3,75$$

Destes resultados, nota-se que o valor da indutância de dispersão é bem maior do que o encontrado com o transformador originalmente utilizado na fonte, mostrado no Capítulo 3. Para a indutância de dispersão no primário (L_{dp}) o valor encontrado é cerca de 4 vezes maior. Isto já leva a concluir que com este valor maior este protótipo não apresenta melhorias com relação ao transformador já utilizado pela fonte. Resta então submetê-lo aos outros testes para ver se esta avaliação inicial se mantém.

Aplicando o transformador na fonte de soldagem Larry para obter os valores de indutância do enrolamento primário da maneira mostrada no Capítulo 3, obteve-se os resultados na tabela 4.1. Um exemplo das formas de onda obtidas das tensões e corrente neste teste pode ser visto na Fig. 4.4.

Tabela 4.1 - Teste na fonte Larry com secundário aberto.

$V_p (V_{rms})$	$V_s (V_{rms})$	$a (V_p/V_s)$	$V_p (V)$	$\Delta t (\mu s)$	$\Delta I (mA)$	$L_p (mH)$
25,00	6,61	3,782	26,6	2	36	1,478
50,20	13,10	3,832	53	2	80	1,325
75,10	19,70	3,812	79	2	110	1,436
101,00	26,40	3,826	108	2	150	1,440
126,00	33,00	3,818	134	2	190	1,411
150,00	39,30	3,817	159	2	230	1,383
202,00	52,60	3,840	214	2	300	1,427
250,00	65,30	3,828	264	2	380	1,389
295,00	77,10	3,826	310	2	450	1,378

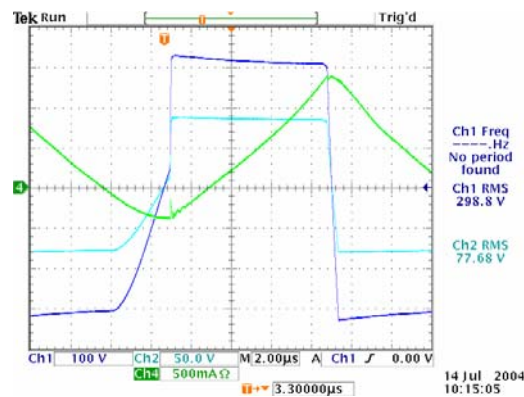


Fig. 4.4 - Formas de onda da tensão e corrente no primário e tensão no secundário para testes com fonte Larry com secundário aberto.

O modelo considerado para este protótipo pode ser visto na Fig. 4.5, onde os valores da indutância magnetizante são considerados como a média dos valores encontrados para a indutância própria. Novamente, observa-se que a indutância de dispersão é maior que a encontrada no transformador originalmente utilizado pela fonte. Porém esta característica somente será comprovada de forma definitiva com a aplicação de testes com carga e através da análise das formas de onda.

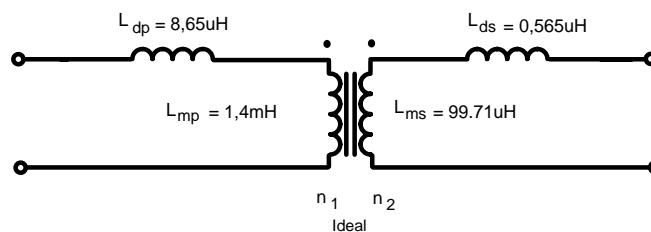


Fig. 4.5 – Modelo encontrado para Protótipo 1.

4.3.1.2. Verificação do funcionamento

A segunda etapa de testes realizados neste protótipo consistiu observar o comportamento das formas de onda quando o transformador é submetido na operação com carga. Os testes com carga apresentaram um comportamento não satisfatório para o Protótipo 1.

Para uma corrente média na saída de 60A, observou-se o intervalo de tempo que ocorre logo após os interruptores T_1 e T_2 serem bloqueados. Este intervalo de tempo, onde a tensão sobre o enrolamento secundário é nula, apresentou-se maior do que o esperado. Este intervalo corresponde ao tempo em que a corrente em ambos os enrolamentos estão decrescendo, conforme pode ser visto na Fig 4.6. O fato deste intervalo de tempo ser maior está ligado a existência de indutâncias em série, no caso a indutância de dispersão do transformador. A Fig. 4.6 mostra as formas de onda das tensões e correntes nos enrolamentos primário e secundário para o Protótipo1 operando com corrente média na saída da fonte igual a 60A.

Assim, o primeiro teste com carga mostrou que com uma indutância de dispersão elevada, o intervalo de tempo mencionado acima é da ordem de 3 a 4 vezes maior que o obtido com o transformador original utilizado na fonte Larry. Devido a importância que tem a indutância de dispersão nesta estrutura, por motivos já mostrados no Capítulo 3 deste trabalho, conclui-se que este protótipo não ofereceu resultados satisfatórios. A decisão tomada então foi refazer o transformador buscando diminuir a indutância de dispersão através de um acoplamento melhor entre os enrolamentos. Sendo assim, os demais testes previstos para o Protótipo 1 foram cancelados e um novo transformador foi montado, o Protótipo 2.

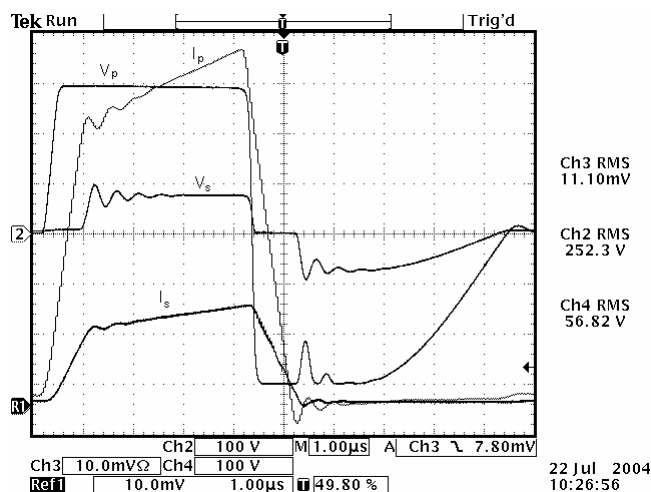


Fig. 4.6 – Corrente no primário I_p (10A/div), tensão no primário V_p (100V/div), corrente no secundário I_s (20A/div) e tensão no secundário V_s (100V/div) do Protótipo 1 para corrente média de saída 60A .

4.4. Montagem do Protótipo 2

O Protótipo 2, utiliza o mesmo projeto apresentado no Capítulo 3, mas a forma de executar a bobinagem dos enrolamentos do transformador agora é diferente. Na busca por um melhor acoplamento entre os enrolamentos, optou-se por colocar os fios condutores elementares em paralelo, um ao lado do outro para cada espira, formando camadas melhor acopladas entre si. O objetivo desta ação é diminuir a indutância de dispersão do transformador. A forma como as camadas foram colocadas no carretel pode ser vista na Fig. 4.7. Nota-se que novamente foram intercalados os enrolamentos primário e secundário porém agora se tem uma maior uniformidade na distribuição dos condutores.

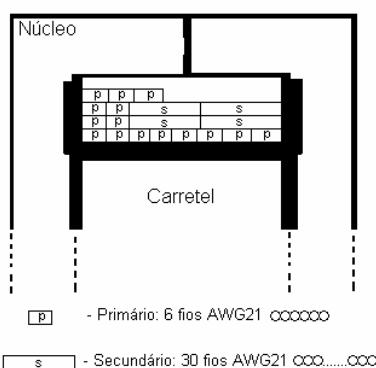


Fig. 4.7 – Disposição dos enrolamentos no carretel do Protótipo 2.

4.4.1. Testes Experimentais

4.4.1.1. Determinação do modelo equivalente

Submetendo o Protótipo 2 à medição na ponte LCR, foram obtidos os seguintes valores de indutâncias:

$$L_{mp} = 1,163 \text{ mH}$$

$$L_{ms} = 82,9 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{dp} = 2,15 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{ds} = 0,12 \text{ } \mu\text{H}$$

$$a = 3,745$$

Os testes com o conversor *Half-Bridge* foram também executados, mas serão apenas mostrados apenas os resultados obtidos com a fonte Larry, até porque os valores encontrados nos dois métodos foram próximos. A tabela 4.2 mostra os valores encontrados para a indutância do primário e a Fig 4.8 mostra as formas de onda de uma das aquisições obtidas.

Tabela 4.2 - Teste na fonte Larry com secundário aberto para Protótipo 2.

$V_p(\text{rms})$	$V_s(\text{rms})$	$a (V_p/V_s)$	V_p	$\Delta t (\mu\text{s})$	$\Delta I (\text{mA})$	$L_p (\text{mH})$
25,7	6,68	3,85	29,4	2	34	1,729
50,9	13,3	3,83	56,5	2	72	1,569
75,6	19,9	3,80	82	2	110	1,491
100	26,5	3,77	112	2	140	1,600
125	33,1	3,78	138	2	170	1,624
150	39,5	3,80	164	2	210	1,562
200	52,7	3,80	216	2	280	1,543
250	66,0	3,79	268	2	360	1,489
291	76,5	3,80	310	2	430	1,442

O modelo considerado para este protótipo pode ser visto na Fig. 4.9. Observa-se que os valores das indutâncias de dispersão são bem menores do que aquelas obtidas com o Protótipo 1. Isto comprova que a simples mudança na forma de enrolar o transformador influencia significativamente na suas características.

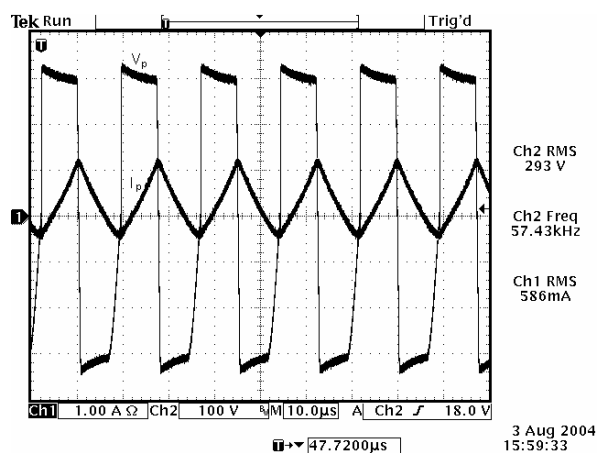


Fig. 4.8 – Formas de onda da tensão e da corrente no primário para testes com fonte Larry com secundário aberto para o Protótipo 2.

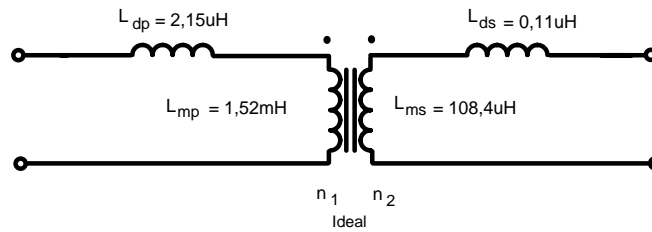


Fig. 4.9 – Modelo encontrado para o Protótipo 2.

4.4.1.2. Verificação do funcionamento

Dos testes iniciais para verificar o funcionamento do transformador, o teste com carga é com certeza o mais importante. Para este, foram escolhidos os valores de corrente média de saída de 60A e seu valor considerado nominal de 110A.

Para a saída em 60A, o comportamento da corrente de saída I_o e tensões do primário V_p e do secundário V_s podem ser vistos na Fig. 4.10. É possível observar que o funcionamento está de acordo com o esperado.

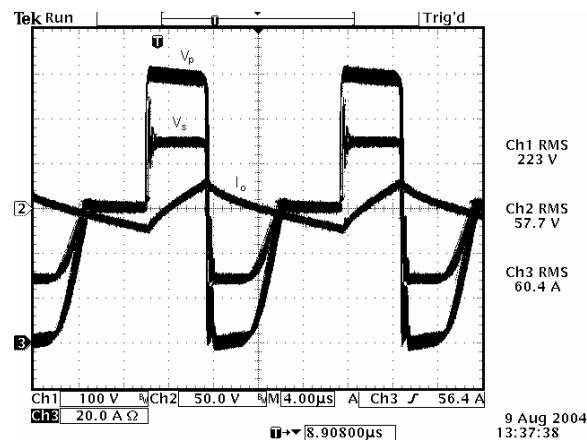


Fig. 4.10 - Corrente de saída (I_o), tensão do primário (V_p) e do secundário (V_s).

Para que o projeto tenha plena validade, é necessário que o transformador consiga suprir os requisitos de operação nominais. Assim, será mostrado com mais detalhes o comportamento do transformador para o modo de operação com saída de corrente de 110A e tensão de 24V. O comportamento da tensão e da corrente de saída pode ser visto na Fig. 4.11.

Nesta figura pode-se ver que o transformador projetado supre as exigências de saída para os seus valores nominais.

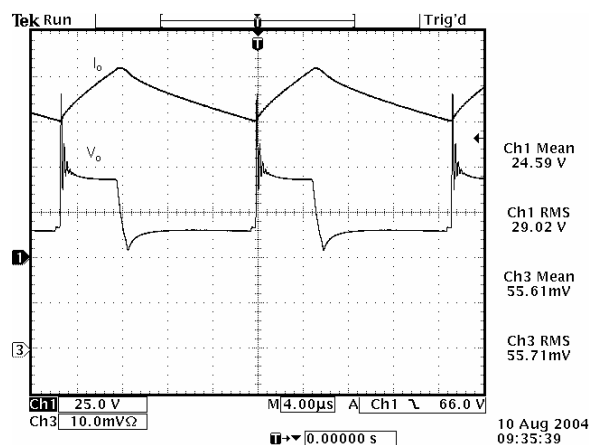


Fig. 4.11. Corrente de saída I_o (20A/div) e tensão de saída V_o (25V/div) para valores nominais.

As formas de onda de corrente e de tensão para o enrolamento primário e secundário podem ser vistas na Fig. 4.12 e na Fig. 4.13, respectivamente. A Fig. 4.12(a) mostra a corrente e a tensão no enrolamento primário do transformador e a Fig. 4.12(b) mostra as mesmas formas de onda, porém com uma base de tempo menor para poder observar-se o comportamento da corrente. É possível observar que a corrente no enrolamento primário decresce mais rapidamente, se comparada com a mesma corrente para o Protótipo 1, mostrada na Fig. 4.6. Isto se deve a uma menor indutância de dispersão.

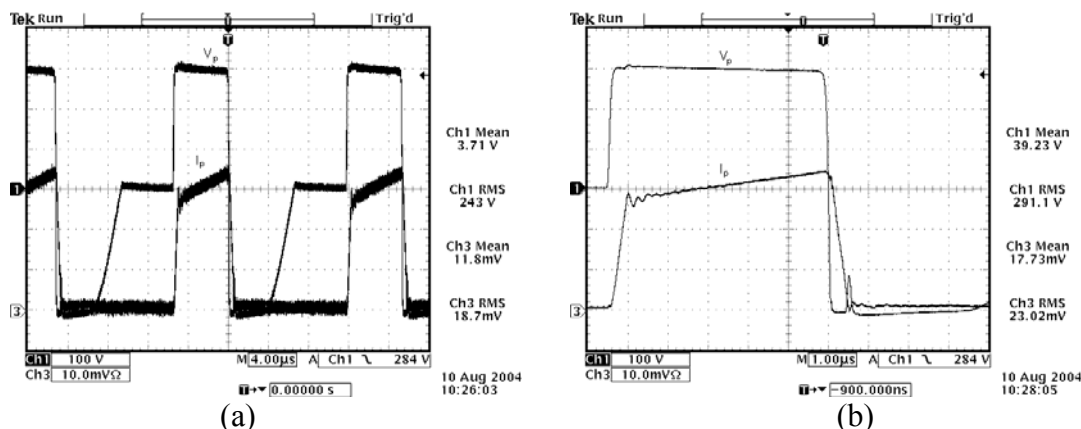


Fig. 4.12 - Corrente do primário I_p (10A/div) e tensão do primário V_p (100V/div) para valores nominais na saída da fonte.

O comportamento do enrolamento secundário é mostrado na Fig 4.13. A Fig. 4.13(a) mostra a corrente e a tensão no enrolamento secundário do transformador e a Fig. 4.13(b) mostra as mesmas formas de onda porém com uma base de tempo menor para poder observar o comportamento da corrente e tensão com mais detalhes. Foi possível verificar que o intervalo de tempo em que a tensão no secundário fica nula é menor que o intervalo encontrado para o Protótipo 1. Novamente foi comprovada a existência de uma menor indutância de dispersão.

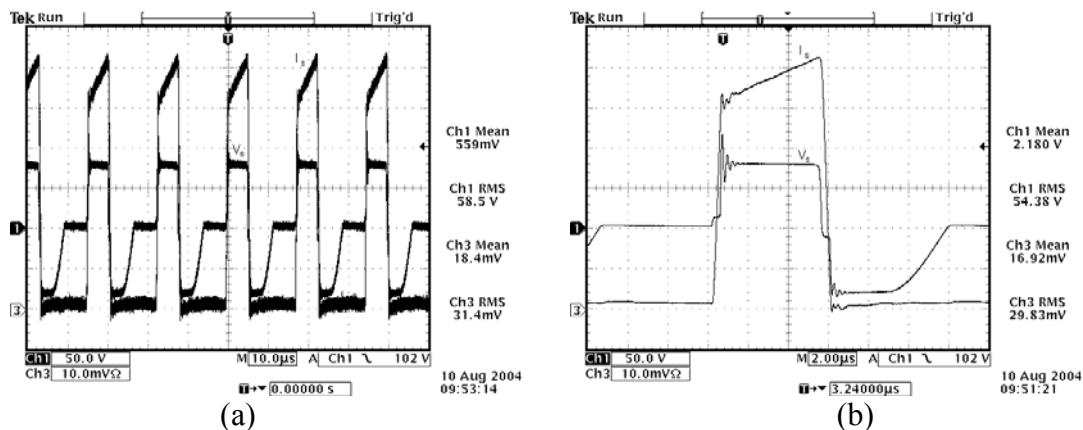


Fig. 4.13 - Corrente do secundário I_s (20A/div) e tensão do secundário V_s (50V/div) para valores nominais na saída da fonte.

Comprovado o funcionamento do transformador através da análise das formas de onda, outro teste interessante realizado foi submetê-lo a uma corrente maior durante um pequeno intervalo de tempo. Nesta situação, o transformador deve ser capaz de suprir a exigência sem que haja saturação. A Fig. 4.14 mostra um dos momentos em que uma corrente de saída da fonte é de aproximadamente 150A por mais de 15 segundos. Já para valores de tensão, com uma corrente de aproximadamente 145A a tensão de saída atingiu valores em torno de 37V. Estes valores indicam que o transformador consegue operar com uma tensão e corrente maior do que o projetado sem saturar.

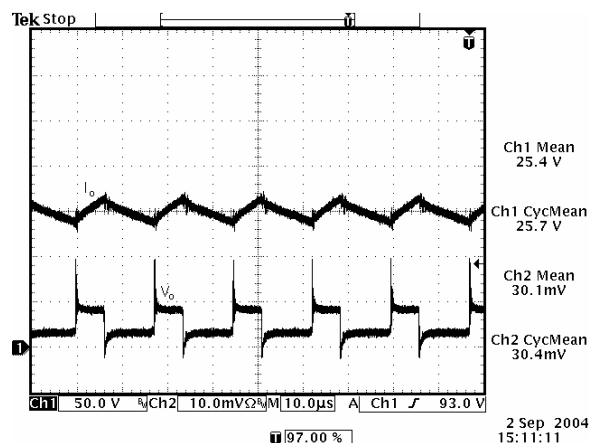


Fig. 4.14 – Corrente de saída I_o (50A/div) e tensão de saída (50V/div) para valores acima do valor nominal .

4.4.1.3. Teste Térmico

Este teste realiza a medição da elevação de temperatura em quatro pontos do transformador, conforme mostrado anteriormente na Fig. 4.1. Aplicado no transformador uma corrente de saída de 60A, foram adquiridas as temperaturas durante um tempo aproximado de 1 hora e 20 minutos. O resultado deste teste pode ser visto no gráfico da elevação de temperatura mostrado na Fig. 4.15, que mostra a elevação da temperatura nos quatro pontos de medição.

O acoplamento de uma carga na saída da fonte, que faz com que uma corrente circule pelo enrolamento secundário do transformador produz uma elevação de temperatura considerável nos enrolamentos. Dois pontos apresentaram maior elevação de temperatura: enrolamentos e perna central do núcleo. Nos enrolamentos, a temperatura estabilizou em aproximadamente 42 °C. A temperatura ambiente neste teste foi de 19,5 °C e a tensão sobre o enrolamento primário ficou próxima a 220 V eficazes.

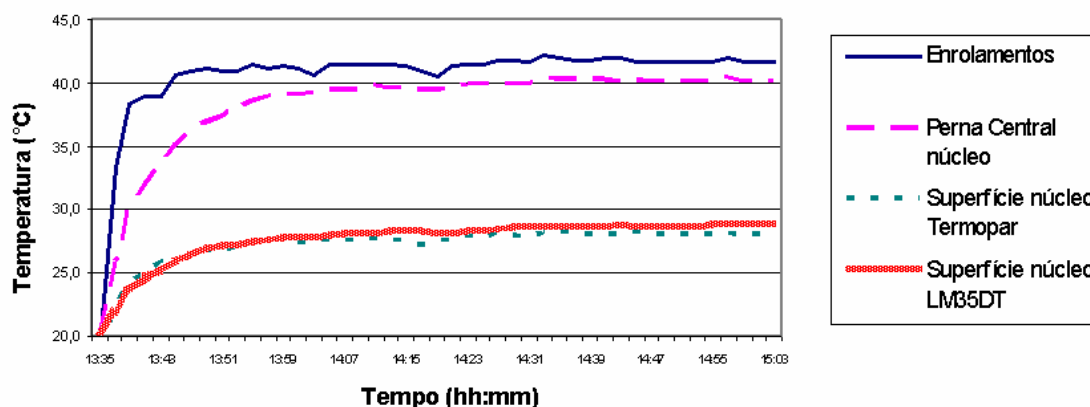


Fig. 4.15 – Elevação de temperatura no Protótipo 2 com carga e saída com corrente media $I_0=60A$.

O passo seguinte foi realizar o mesmo teste térmico para os valores nominais de corrente e tensão de saída. Com uma temperatura ambiente de 20,2°C e tensão sobre o primário de aproximadamente 240V, a elevação de temperatura foi registrada durante aproximadamente uma hora e 12 minutos. O resultado é mostrado no gráfico da Fig. 4.16.

A maior elevação de temperatura registrada ocorreu na perna central do núcleo com valor próximo aos 75°C. Com a ventilação forçada, o transformador projetado mostrou ser capaz de suportar as suas exigências elétricas e de temperatura.

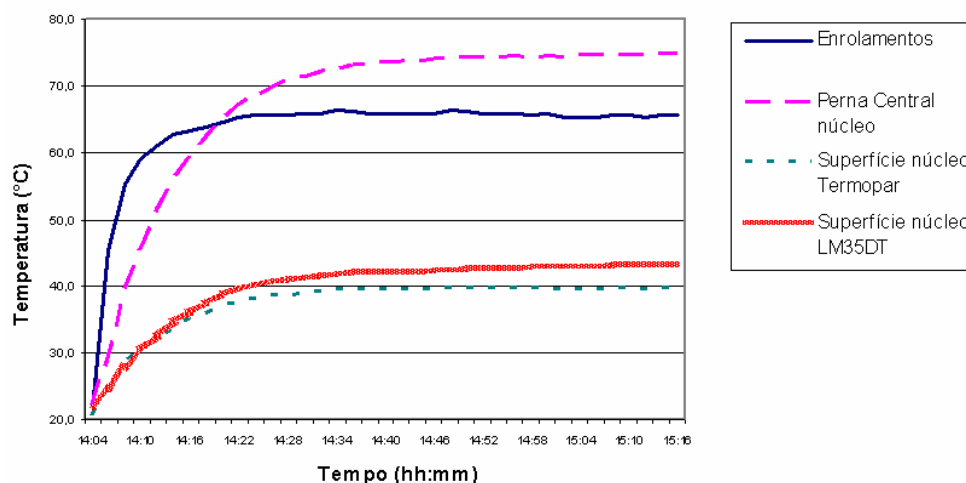


Fig. 4.16 – Elevação de temperatura no Protótipo 2 com carga e saída com corrente media $I_0=110A$.

4.5. Montagem do Protótipo 3

O Protótipo 3 foi projetado e montado de forma diferente aos protótipos anteriores. A diferença principal é a utilização de condutor laminar. Por tal motivo, o projeto foi realizado somente na planilha de cálculos, uma vez que o DEMAG não dispõe ainda a opção para condutor laminar.

A idéia de montar um transformador com condutor laminar surgiu para verificar se o mesmo produz uma melhora significativa com relação aos protótipos que usam condutores cilíndricos, principalmente no que diz respeito a sua indutância de dispersão. Geralmente se constrói com condutor laminar para que se consiga um melhor acoplamento entre camadas, reduzindo a dispersão. Porém, geralmente a construção do laminar é mais complicada e seu custo é maior, se comparado com o condutor cilíndrico sólido.

A planilha de projeto pode ser vista no Anexo 2. Ela está baseada no condutor laminar de cobre disponível no laboratório, cujas dimensões podem ser vistas na Fig. 4.17. Isto quer dizer que na utilização da planilha de cálculos para o transformador, as dimensões dos condutores foram impostas.

Novamente, conforme foi explicado no item 3.5.3 do Capítulo 3 deste trabalho, os números de espiras escolhidos para o enrolamento primário e secundário foram alterados para que a relação de transformação do transformador fosse menor. Neste caso foi ajustado para conseguir-se também uma relação 3,75 entre enrolamento primário e secundário (n_1/n_2).

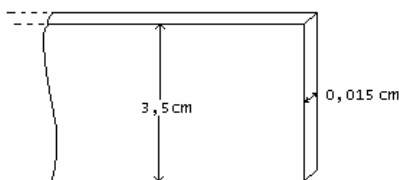


Fig. 4.17 – Condutor Laminar de cobre utilizado no Protótipo 3.

Outro fator importante no projeto é que o mesmo possui um grau de dificuldade elevado na sua montagem. Para começar, o fio laminar geralmente não possui isolamento, por não se tratar de um condutor comercial. Para poder utilizar um condutor laminar é necessário

um maior trabalho artesanal para obter-se as dimensões e o isolamento necessário. Isto é uma grande desvantagem com relação aos fios condutores cilíndricos sólidos que estão disponíveis no mercado para as mais diversas bitolas.

Feitos estes procedimentos iniciais de tratamento do condutor, o transformador foi então construído conforme mostra a Fi. 4.18. Foram intercaladas as camadas, colocando-se o enrolamento secundário entre o enrolamento primário, da mesma forma com que o transformador original utilizado pela fonte é enrolado (Capítulo 3). A idéia inicial era enrolar este protótipo com fio laminar de maneira diferente da já realizada, tentando intercalar mais os enrolamentos. Uma maneira seria enrolar inicialmente 5 voltas do primário, 2 voltas do secundário, enrolar novamente 5 voltas do primário, seguidas das duas voltas restantes do secundário. As últimas camadas seriam enroladas com as 5 voltas restantes do primário, totalizando 15 voltas do primário e 4 voltas do secundário ($n_1 = 15$ e $n_2 = 4$). O problema de se fazer este tipo de intercalamento de camadas é o número elevado de junções entre os enrolamentos necessários. Estas junções ocupam bastante espaço na janela do núcleo e formam vãos de ar entre as camadas.

Os pontos de junção neste protótipo foram realizados através do uso de parafusos para garantir uma boa conexão entre as duas partes do enrolamento primário e os terminais de alimentação de ambos os enrolamentos.

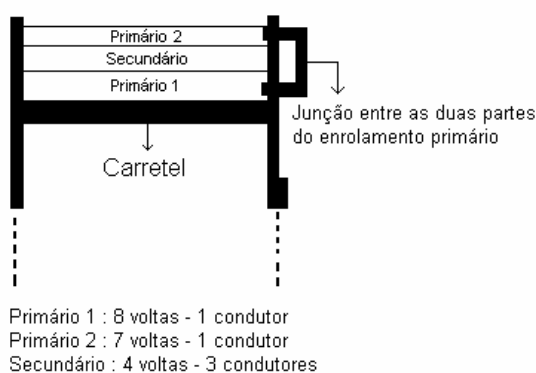


Fig. 4.18 – Disposição dos enrolamentos no carretel do Protótipo 3.

Após a montagem deste protótipo, verificou-se que a janela do núcleo foi toda preenchida pelos enrolamentos, não possuindo camadas de ar visíveis entre as espiras. Em termos de acoplamento, o transformador apresentou uma montagem mais uniforme, porém é

importante saber se não vai ocorrer um aquecimento demasiado nos enrolamentos. Isto será verificado nos testes térmicos.

4.5.1. Testes Experimentais

4.5.1.1. Determinação do modelo equivalente

Submetendo o Protótipo 3 na ponte LCR, foram medidos os seguintes valores de indutâncias:

$$L_{mp} = 1,37 \text{ mH}$$

$$L_{ms} = 98.7 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{dp} = 3,5 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{ds} = 0,12 \text{ } \mu\text{H}$$

$$a = 3,73$$

Os valores obtidos com a aplicação do transformador na fonte Larry com o secundário aberto podem ser vistos na tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Teste na fonte Larry com secundário aberto para Protótipo 3.

$V_p(\text{rms})$	$V_s(\text{rms})$	$a (V_p/V_s)$	V_p	$\Delta t (\mu\text{s})$	$\Delta I (\text{mA})$	L_p
25,5	6,87	3,712	26	1	12	2,167
51,2	13,7	3,737	52	1	24	2,167
75,5	20,3	3,719	77,5	1	32	2,422
100	26,8	3,731	105	1	40	2,625
150	40,5	3,704	157	1	60	2,617
201	54	3,722	210	1	76	2,763
251	67,3	3,730	264	1	94	2,809
290	78	3,718	308	1	104	2,962

O modelo considerado para este protótipo pode ser visto na Fig. 4.19. Neste modelo, os valores obtidos para as indutâncias de dispersão não apresentam valores menores do que os valores encontrados para o Protótipo 2, conforme era esperado. Como dito anteriormente,

esperava-se que devido ao fato de utilizar condutor laminar o acoplamento seria melhor e por consequência, a dispersão também. Estes valores de dispersão são próximos aos valores encontrados para Protótipo 2.

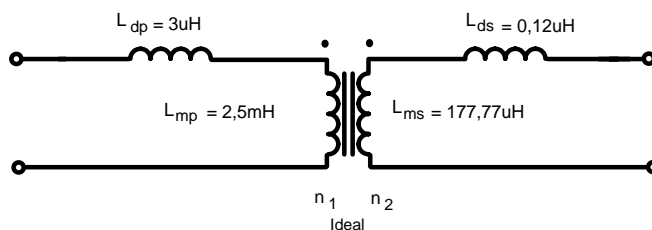


Fig. 4.19 – Modelo encontrado para Protótipo 3.

4.5.1.2. Verificação do funcionamento

Como já realizado nos outros protótipos, para uma corrente média de saída de 60A, tem-se as Fig. 4.20, 4.21 e 4.22, onde são mostradas a corrente e a tensão de saída, no enrolamento primário e no enrolamento secundário, respectivamente.

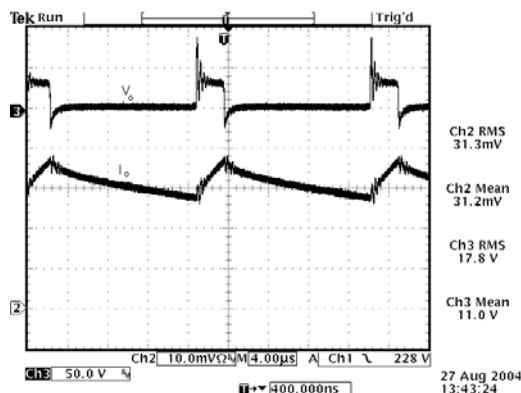


Figura 4.20 - Corrente de saída I_o (20A/div) e tensão de saída V_o (50V/div) para valores da corrente de saída de 60A.

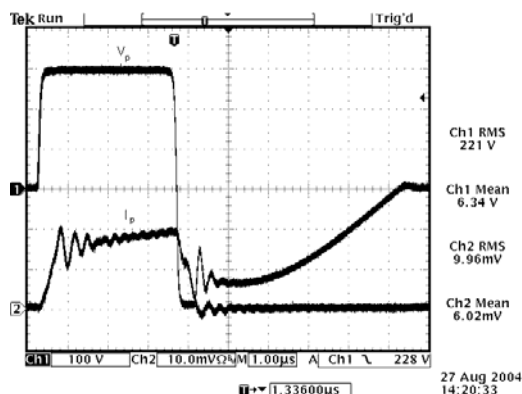


Figura 4.21 - Corrente no primário I_p (10A/div) e tensão no primário V_p (100V/div) para valores da corrente de saída de 60A.

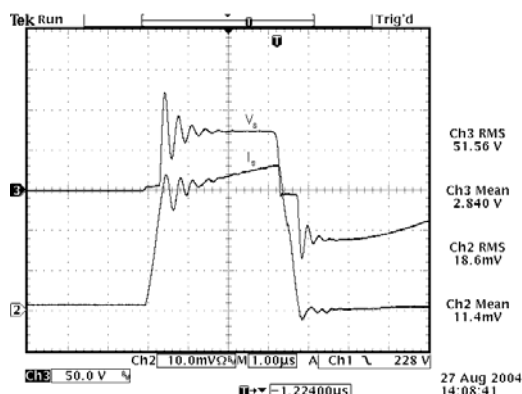


Fig. 4.22 - Corrente no secundário I_p (20A/div) e tensão no secundário V_p (50V/div) para valores da corrente de saída 60A.

Finalmente, fazendo o transformador operar com suas características nominais na saída da fonte, tem-se os resultados apresentados nas Fig. 4.23 e 4.24. A primeira mostra as formas de onda da tensão e da corrente na saída e a segunda o comportamento das tensões nos enrolamentos primário e secundário. Nelas observam-se também o bom funcionamento do transformador. A confirmação quanto ao bom funcionamento do Protótipo 3 pode ser visto na Fig. 4.25, que mostra as formas de onda na saída da fonte para valores acima do seu valor nominal, ou seja, para corrente em torno de 150A.

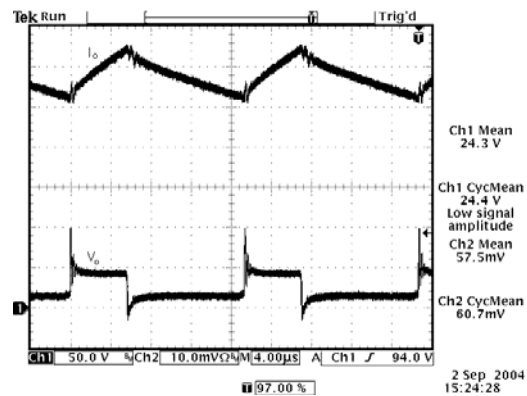


Figura 4.23 - Corrente de saída I_o (20A/div) e tensão de saída V_o (50V/div) para valores próximos aos nominais.

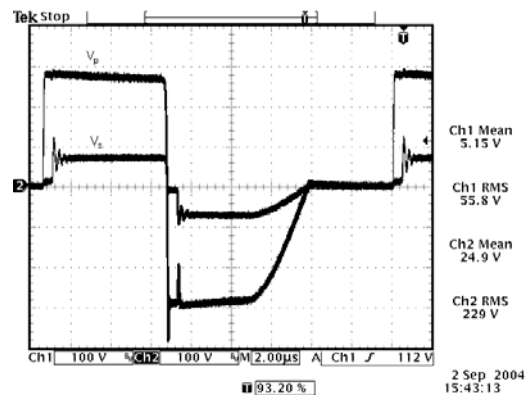


Figura 4.24 - Tensão do primário V_p (100V/div) e secundário V_s (100V/div) para valores próximos aos nominais.

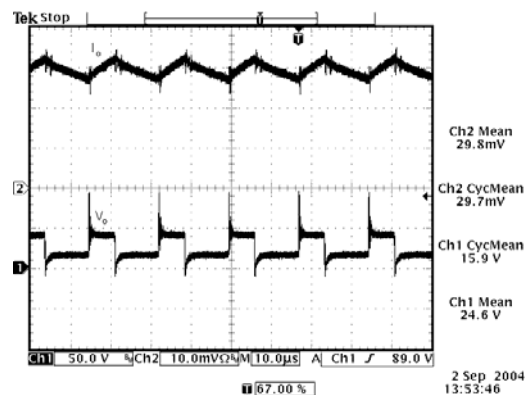


Figura 4.25 – Corrente de saída I_o (50A/div) e tensão de saída (50V/div) para valores acima do valor nominal .

4.5.1.3. Teste Térmico

Monitorando a elevação da temperatura quando o transformador está operando com corrente de saída do conversor de 60A , obtém-se os resultados apresentados na Fig. 4.26. Os pontos mais quentes estão na perna central do núcleo e nos enrolamentos, com valores próximos a 40°C. A temperatura ambiente durante a realização do teste era em torno de 21°C.

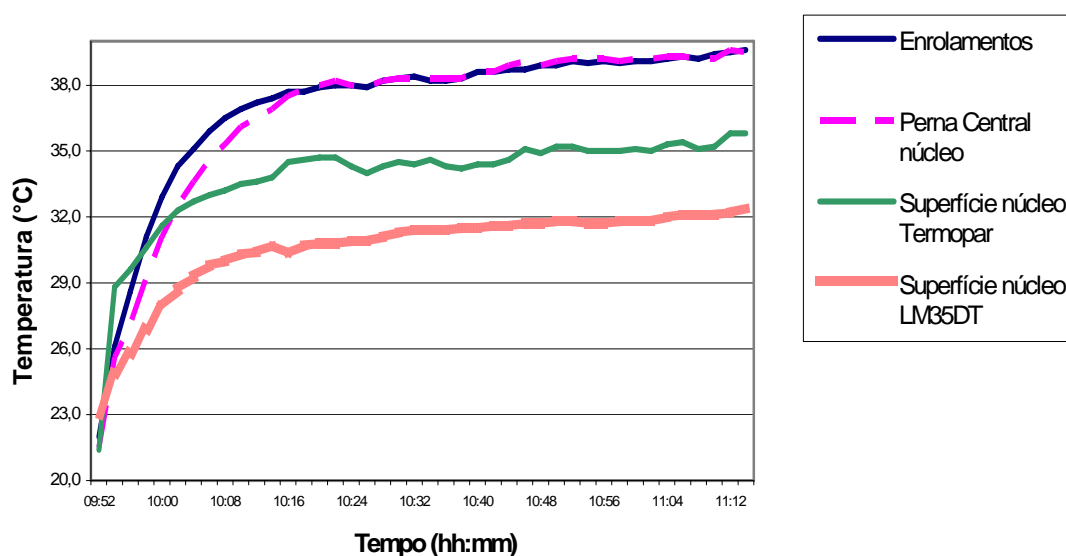


Fig. 4.26 – Elevação de temperatura no Protótipo 3 com carga e saída com corrente média $I_o=60A$.

O teste térmico para as condições nominais apresentou os resultados mostrados no gráfico da Fig. 4.27, com uma temperatura ambiente em torno de 21°C. A maior elevação de temperatura ocorreu nos enrolamentos, em torno de 69°C.

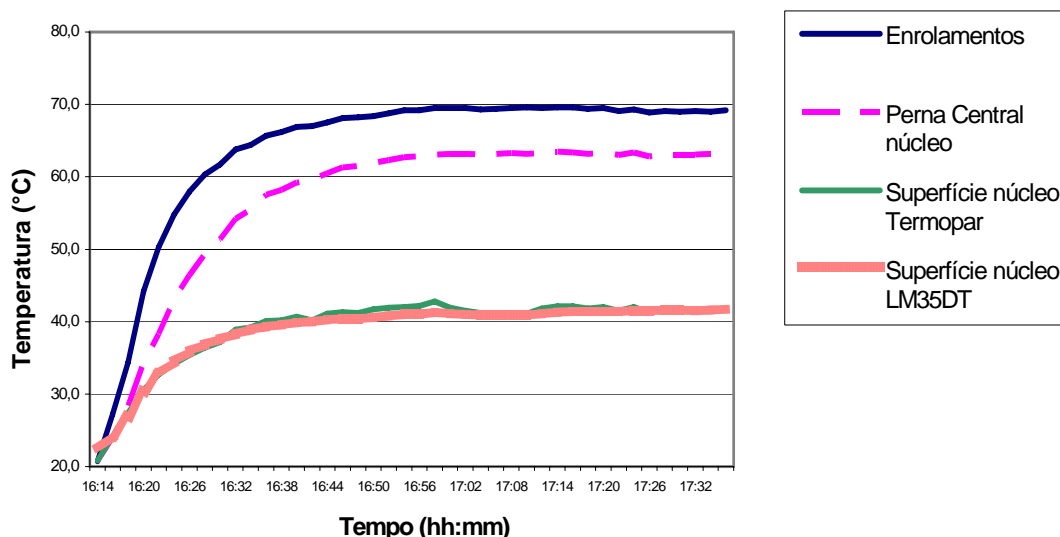


Fig. 4.27 – Elevação de temperatura no Protótipo 3 com carga e saída com corrente média $I_0=110A$.

4.6. Análise dos Resultados

Analisando primeiramente o funcionamento elétrico e térmico dos transformadores projetados (tensão e corrente), todos funcionaram e não apresentaram saturação.

O transformador originalmente utilizado na fonte Larry, denominado agora de transformador antigo, também foi submetido aos testes térmicos, nas mesmas condições a que foram submetidas os protótipos realizados. Isto serviu para avaliar as diferenças e comparar desempenhos, principalmente com relação a elevação de temperatura.

Não se mediu os valores da elevação de temperatura na perna central do núcleo e nos enrolamentos do transformador antigo pois para colocar pontos de medidas seria necessário desmontar o mesmo. Para comparação, serão utilizadas somente as temperaturas medidas nas superfícies dos núcleos.

Analisando primeiramente o desempenho do Protótipo 2, é possível afirmar que o mesmo apresentou bom resultados nos testes com carga. As temperaturas monitoradas ficaram dentro de uma faixa de valores aceitáveis, estabilizando em torno de 75°C na perna central do

núcleo e 67°C nos enrolamentos para a situação com carga nominal. Para as temperaturas na superfície do núcleo, tem-se os gráficos comparativos entre o transformador antigo e o Protótipo 2 mostrados na Fig. 4.28 para corrente de saída 60A e a Fig. 4.29 para corrente nominal. Destes gráficos, nota-se que as temperaturas estão próximas, sendo um pouco mais elevadas no transformador antigo.

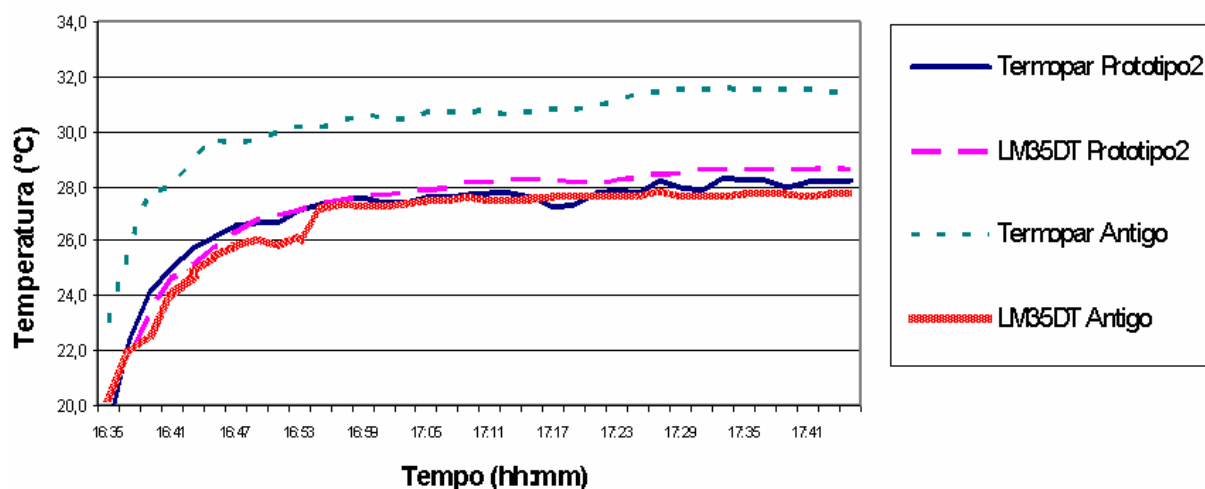


Fig. 4.28 – Elevação de temperatura da superfície do núcleo com transformador antigo e Protótipo 2 operando com corrente de saída 60A.

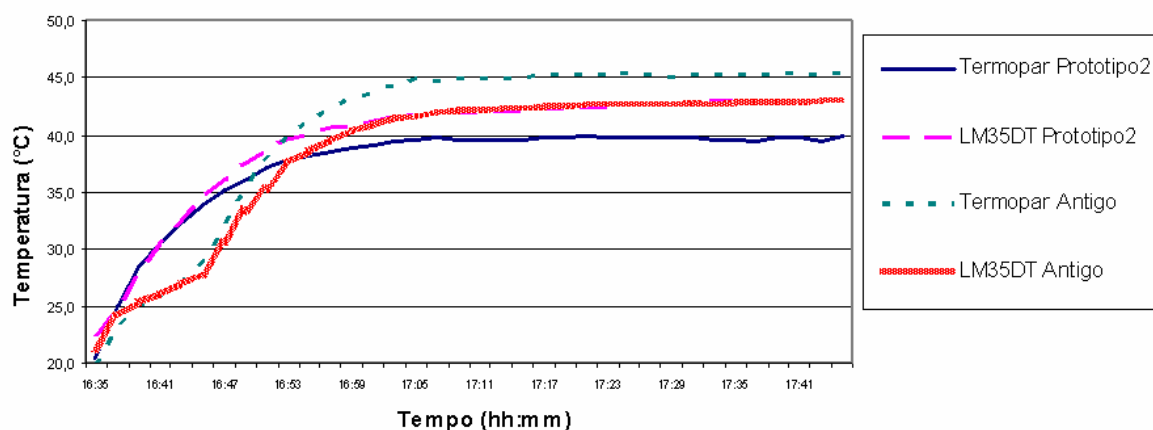


Fig. 4.29 – Elevação de temperatura da superfície do núcleo com transformador antigo e Protótipo 2 operando com corrente de saída nominal.

Para o Protótipo 3 tem-se as mesmas comparações realizadas para o Protótipo 2, mostradas agora nas Fig. 4.30 e 4.31. Novamente as temperaturas estão próximas, sendo que as maiores neste caso estão no Protótipo 3.

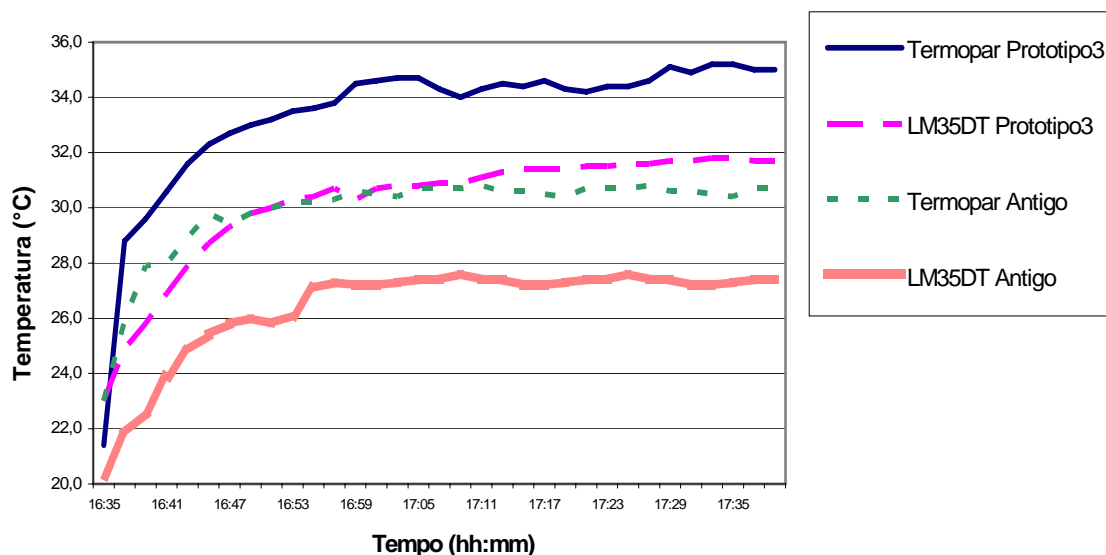


Fig. 4.30 – Elevação de temperatura da superfície do núcleo com transformador antigo e Protótipo 3 operando com corrente de saída 60A.

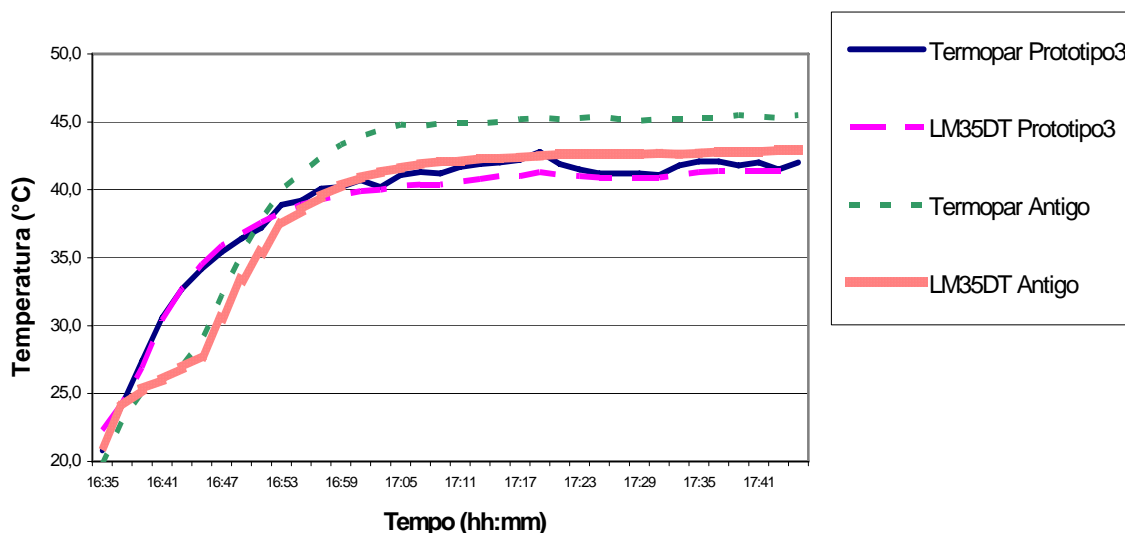


Fig. 4.31 – Elevação de temperatura da superfície do núcleo com transformador antigo e Protótipo 3 operando com corrente de saída nominal.

Para se ter uma melhor comparação entre os transformadores, tem-se a Fig. 4.32 que mostra a elevação de temperatura da superfície para os três transformadores operando com carga nominal. Estas temperaturas ficaram com valores próximos.

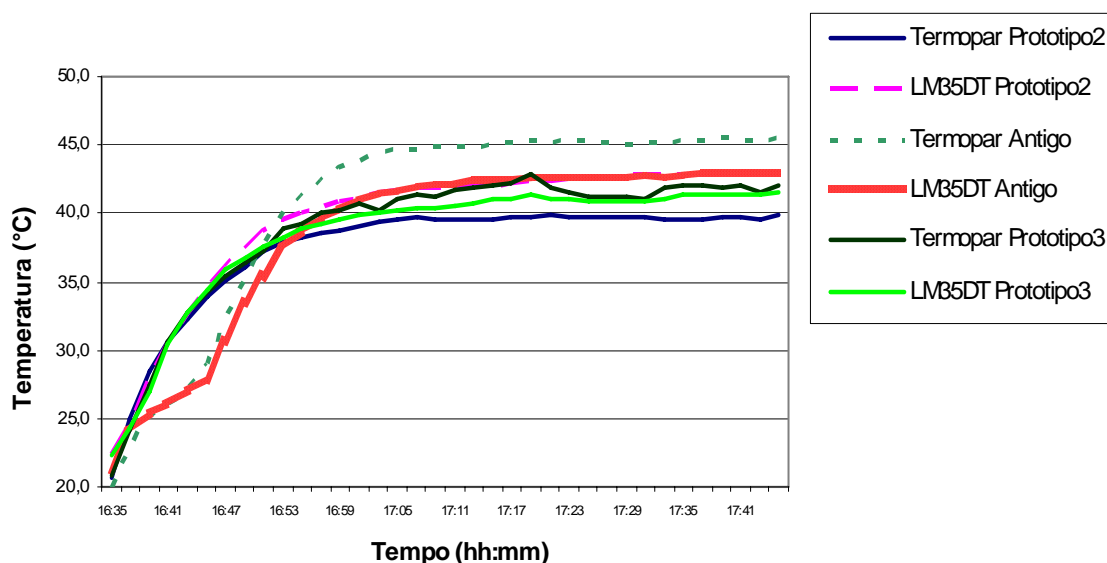


Fig. 4.32 – Elevação de temperatura da superfície do núcleo com transformador antigo, protótipo 2 e protótipo 3 operando com corrente de saída nominal.

4.7. Conclusões

Dos resultados obtidos nos testes, pode-se concluir que a tentativa de reproduzir o projeto do transformador usado na fonte Larry (chamado aqui de transformador antigo) foi realizada com sucesso. Os dois protótipos considerados como válidos (Protótipos 2 e 3) obtiveram boa resposta e uma elevação de temperatura aceitável graças a ventilação forçada.

Outra conclusão que pôde ser feita é que o Protótipo 1 não se mostrou como um projeto viável e por tal motivo, ficou fora das comparações. Porém, através deste Protótipo 1, foi possível verificar que a forma de realizar o enrolamento influencia muito com relação à dispersão.

De todas as análises e conclusões realizadas dos protótipos testados, a conclusão mais importante foi a comprovação da não necessidade de se construir o transformador com condutor laminar.

A utilização do condutor cilíndrico sólido no projeto, aliado a uma forma de bobinagem que busca um melhor acoplamento entre as camadas mostrou resultados muito

próximos aos resultados do transformador antigo. Por tal motivo, constatou-se que a utilização do fio condutor para este projeto é viável, diminuindo os custos e facilitando o seu processo de construção, uma vez que este tipo de condutor possui grande disponibilidade no mercado.

Capítulo 5 - Estudo de novas topologias para obtenção de corrente alternada.

5.1 Introdução

O conversor utilizado na fonte de soldagem estudada neste trabalho possui uma topologia do tipo *Forward* que opera apenas em um quadrante, conforme já fora apresentado no Capítulo 2 deste trabalho. O estágio retificador na saída faz com que a máquina de soldagem opere somente com uma corrente de saída I_o contínua, limitado a obter somente aos processos de soldagem com corrente contínua.

As exigências necessárias para o processo de soldagem com Eletrodo Revestido são perfeitamente supridas através da imposição de corrente contínua que o conversor da fonte produz. Já para o processo TIG, o uso de corrente contínua representa apenas um dos tipos de corrente que este processo pode utilizar. O processo TIG pode ser realizado com corrente contínua direta ou inversa, corrente alternada e ainda corrente pulsada. A escolha do tipo de corrente irá depender do metal a ser soldado, do gás e de outros fatores.

A soldagem TIG que utiliza corrente contínua direta (eletrodo -) é a forma mais amplamente usada neste processo pois é capaz de realizar a soldagem de forma satisfatória em quase todos os metais e ligas soldáveis. Esta polaridade produz uma solda mais estreita e com maior penetração. Já a utilização da corrente contínua inversa (eletrodo +) no processo TIG produz uma solda mais rasa e larga cuja característica principal é a sua propriedade de remover a película de óxido sobre quase todos os metais, característica indispensável na soldagem de metais como o alumínio e o magnésio.

O uso da corrente alternada permite aproveitar as duas propriedades do sentido de corrente (direta ou inversa), possibilitando a soldagem em metais como o alumínio. Com a utilização da corrente alternada para o metal alumínio é possível se obter uma profundidade de soldagem com boa penetração durante a corrente direta e uma limpeza da camada óxida

durante o intervalo de tempo da corrente inversa [4].

Um exemplo do comportamento da corrente de saída I_o para o processo de soldagem TIG com imposição de corrente alternada pode ser visto na Fig. 5.1. Neste modo de operação a corrente é positiva durante o intervalo de tempo t_+ e negativa durante t_- .

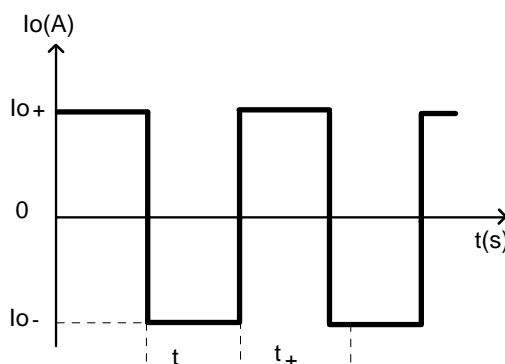


Fig. 5.1 – Exemplo de imposição de corrente alternada.

Ainda com relação ao processo TIG, a corrente de saída pode ser também do tipo pulsada, processo denominado como pulsação térmica onde há dois valores distintos da corrente (valor superior e valor inferior) que pode ser aplicada principalmente na soldagem de chapas finas. Estes pulsos térmicos podem ser também utilizados com corrente alternada.

O processo de soldagem PLASMA possui característica estática e dinâmica do arco igual ao processo TIG. Devido as características físicas do arco, as fontes de energia tanto para o processo TIG quanto para o processo PLASMA operam com imposição de corrente. Por tal motivo, uma fonte projetada para o processo TIG pode também operar com o processo PLASMA. A diferença principal entre estes dois processos está no tipo de pistola utilizada, que possuem princípios de funcionamento distintos.

Assim, com o objetivo de agregar à fonte de soldagem estudada nos capítulos anteriores uma imposição de uma corrente alternada na saída, este capítulo mostrará um estudo de propostas para implementar meios de se conseguir esta corrente alternada sem promover grandes mudanças na estrutura já utilizada. A idéia não é projetar uma fonte nova e sim agregar à mesma opções para realizar outros tipos de soldagens, tornando a máquina mais

versátil.

Serão apresentadas basicamente 3 propostas de topologias para se obter um conversor capaz de obter corrente alternada na saída. Em cada proposta serão mostradas as etapas de operação e uma análise das características relevantes. Também serão mostradas as simulações destas topologias para uma corrente de saída alternada com frequência igual a 60Hz.

5.2. Considerações Importantes

Antes de iniciar a apresentação das propostas para se obter uma corrente de saída alternada, faz-se necessárias algumas considerações importantes para um melhor entendimento e simplificação das idéias que serão mostradas neste capítulo. As propostas apresentadas neste capítulo visam obter uma corrente de saída com comportamento semelhante ao mostrado na Fig. 5.2 onde agora além da frequência de comutação f_s (período denominado de T_s), tem-se a frequência da corrente fundamental de saída f_f (período denominado de T_f). A forma de onda alternada da corrente na Fig. 5.2 mostra um tipo de aplicação onde a corrente de saída possui forma de onda alternada quadrada e seu período T_f apresenta 50% de corrente positiva e 50% de corrente negativa. Para explicar o funcionamento da estrutura ou mesmo para sua simulação, será utilizada esta forma de onda.

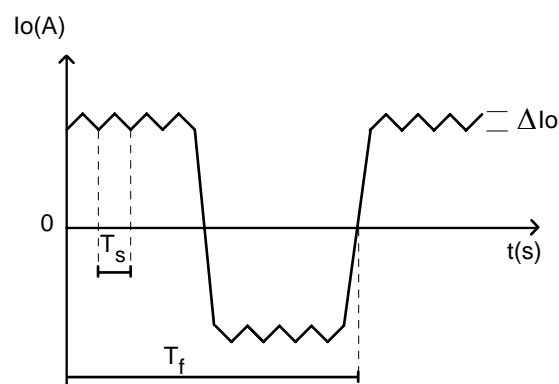


Fig. 5.2 – Comportamento da corrente alternada de saída I_o .

É importante ressaltar que a busca de uma corrente alternada quadrada simétrica na saída da máquina é somente uma das formas de corrente desejadas. A fonte deve ser capaz de operar também com corrente contínua (direta ou inversa), corrente pulsada e alternada não simétrica, conforme mostra a Fig. 5.3. Dentre estes tipos de corrente de saída, a corrente contínua (direta ou inversa) é o modo onde os interruptores operam com maior potência pois fornecem a corrente de saída durante todo o tempo. O mesmo não ocorre com corrente alternada simétrica onde alguns interruptores conduzem durante meio período e outros conduzem durante a outra metade do período T_f . Por tal motivo, para poder especificar os interruptores é necessário sempre analisar a operação com corrente contínua. Isto será melhor explicado no decorrer deste capítulo.

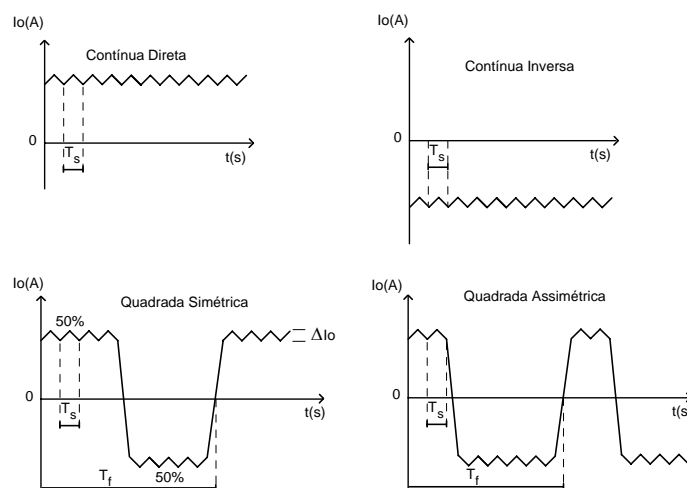


Fig. 5.3 – Formas de onda que a fonte deve fornecer.

Quanto ao tipo de interruptores, serão utilizados para explicação em todas as propostas interruptores do tipo MOSFETs. Isto não quer dizer que outros tipos, como os IGBTs, não possam ser utilizados. Apenas optou-se em representar os interruptores dos conversores nas suas etapas de funcionamento e simulações através de MOSFETs.

Outra característica é que a partir deste capítulo, para um melhor entendimento das topologias estudadas, será denominado como Estágio 1 a estrutura entre a fonte de alimentação E e o enrolamento primário n_1 do transformador. Será denominada ainda como

Estágio 2 a estrutura de saída do conversor que está acoplada entre o enrolamento secundário n_2 e o arco, conforme é mostrado na Fig 5.4.

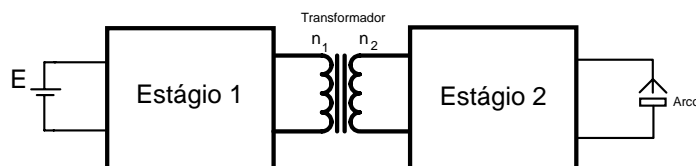


Fig. 5.4 – Denotação adotada para representar o conversor.

A terceira característica importante para o bom entendimento das estruturas diz respeito quanto a forma de controle e os comandos dos interruptores. Em todas as propostas, o controle atuará de forma igual ao controle já implementado para a corrente de saída no conversor apresentado no Capítulo 2. Isto significa que o controle atuará, no que diz respeito a transferência de potência, somente no Estágio 1, conduzindo ou bloqueando os interruptores deste estágio conforme a necessidade de transferência de potência detectada pelo controle.

O Estágio 2 fica responsável unicamente em determinar o sentido e frequência da corrente de saída. A forma de onda desta corrente tem as mesmas características do conversor já utilizado pela fonte de soldagem, mantendo-se os mesmos níveis de corrente para frequências, geralmente entre 20 a 300Hz, em corrente alternada.

Por fim, é importante ressaltar novamente que não será realizado um novo projeto completo do conversor a cada proposta apresentada neste capítulo. A idéia principal é adaptar os parâmetros e elementos já dimensionados utilizados atualmente pela fonte, como por exemplo o indutor de filtragem de saída L_o , e não propor grandes mudanças no projeto principal dos elementos, uma vez que a máquina já está sendo industrializada e possui funcionamento comprovado. Isto quer dizer que o estudo agora está voltado, exclusivamente, para propostas de modo a obter corrente alternada na saída e mudanças nos dimensionamentos somente ocorrerão caso haja necessidade comprovada devido às propostas apresentadas.

5.3. Proposta 1

5.3.1. Apresentação do conversor

Nesta primeira topologia proposta, optou-se por não alterar o Estágio 1 já utilizado pela fonte de soldagem, cuja configuração e funcionamento do conversor *Forward* com dois interruptores já fora mostrado no Capítulo 2 deste trabalho. Mantendo-se então o Estágio 1 funcionando de maneira idêntica a já utilizada pela fonte, a Proposta 1 apresenta uma modificação no Estágio 2, a qual pode ser vista na Fig. 5.5.

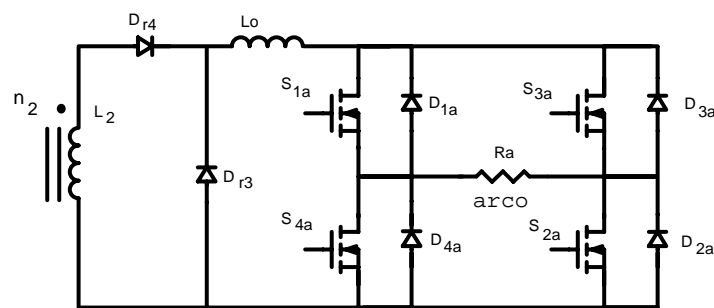


Fig. 5.5 – Proposta 1: Topologia com Estágio 2 utilizando 4 interruptores.

O conversor mostrado na Fig. 5.5 é composto pelos seguintes componentes:

- L_2 que representa a indutância própria do enrolamento secundário do transformador;
- D_{r4} é o diodo retificador de saída;
- D_{r3} é o diodo de roda livre;
- L_o é o indutor de filtragem da saída;
- S_{1a} , S_{2a} , S_{3a} e S_{4a} são os interruptores do inversor na configuração Ponte Completa;
- D_{1a} , D_{2a} , D_{3a} e D_{4a} são os diodos intrínsecos de seu respectivo interruptor;
- R_a é a resistência que representa o arco elétrico.

Nesta topologia foram mantidos também os diodos D_{r4} e D_{r3} com as mesmas funções utilizadas na fonte (retificação e roda-livre). O uso de quatro interruptores (S_{1a} , S_{2a} , S_{3a} e S_{4a})

na estrutura tem a função de determinar o sentido da corrente do arco e operam em baixa frequência.

Esta topologia é bastante utilizada e representa uma maneira clássica para se obter corrente alternada na saída através dos comandos dos quatro interruptores adicionados no Estágio 2.

5.3.2. Etapas de funcionamento

A estrutura apresentada para o Estágio 2 possui basicamente 4 etapas de operação: duas para corrente positiva no arco e duas para corrente negativa que serão aqui mostradas. O funcionamento do Estágio 1 nesta estrutura é idêntico ao funcionamento da estrutura apresentada no Capítulo 2 e se mantém constante durante todo período de operação do conversor, isto é, mantém-se tanto para a corrente positiva quanto para negativa do arco elétrico. A Fig. 5.6 mostra de forma o comportamento da corrente de saída sem detalhes que será utilizada para melhor entender o funcionamento da estrutura.

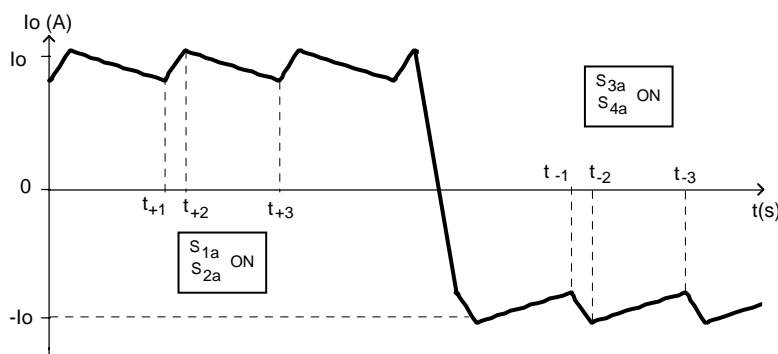


Fig. 5.6 – Comportamento da corrente de saída I_o para a Proposta 1.

5.3.2.1. Etapas para corrente de saída I_o positiva

Durante todo o intervalo em que a corrente no arco elétrico é positiva, apenas os interruptores S_{1a} e S_{2a} são comandados e permanecem conduzindo durante todo o ciclo positivo da corrente.

a) Intervalo t_{+1} a t_{+2}

Lembrando o que já fora explicado no capítulo 2, o Estágio 1, onde durante este intervalo os interruptores T_1 e T_2 estão conduzindo e transferindo energia da fonte E para a carga. No Estágio 2, mostrado na Fig. 5.7, a corrente cresce neste instante até atingir seu valor máximo permitido pelo controle.

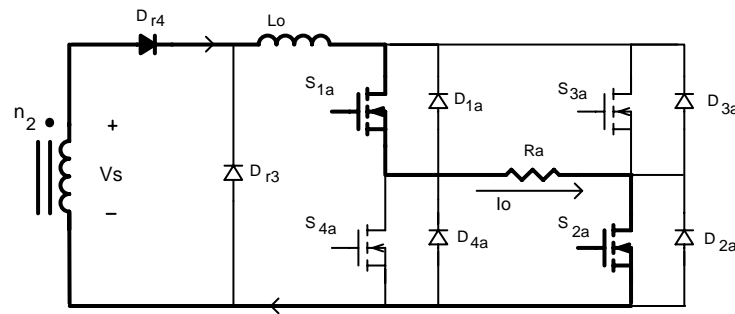


Fig. 5.7 – Intervalo t_{+1} a t_{+2} para corrente de saída I_o positiva: Proposta 1.

b) Intervalo t_{+2} a t_{+3}

No momento em que a corrente de saída atinge seu valor máximo, o controle que atua sobre o Estágio 1 bloqueia os interruptores T_1 e T_2 , fazendo com que a corrente no enrolamento primário circule instantaneamente pelos diodos D_{r1} e D_{r2} , por estarem diretamente polarizados. No Estágio 2, a tensão sobre enrolamento secundário inverte, bloqueando o diodo D_{r4} . O diodo D_{r3} entra em condução e a corrente circula pelo caminho indicado na Fig. 5.8. Esta corrente decresce até atingir seu valor mínimo estipulado pelo controle, quando então os interruptores T_1 e T_2 voltam a conduzir, encerrando este intervalo.

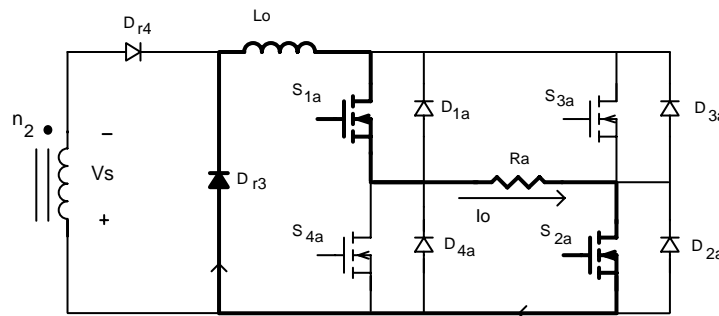


Fig. 5.8. – Intervalo t_{+2} a t_{+3} para corrente de saída I_o positiva: Proposta 1.

5.3.2.2. Etapas para corrente de saída I_o Negativa

Como já dito anteriormente, o Estágio 1 não sofre alteração alguma quando a corrente passa para a etapa negativa. Porém no Estágio 2 tem-se agora o comando dos interruptores S_{3a} e S_{4a} que conduzirão a corrente de saída I_o durante toda a etapa negativa.

a) Intervalo t_1 a t_2

Este intervalo corresponde ao tempo em que os interruptores T_1 e T_2 estão conduzindo no Estágio 1. O diodo D_{r4} no Estágio 2 conduz e o fato de comandar agora os interruptores S_{3a} e S_{4a} , faz com que a corrente de saída circule pelo caminho mostrado na Fig. 5.9.

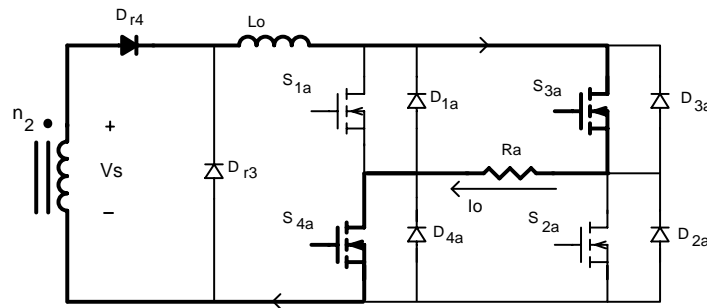


Fig. 5.9 - Instante t_1 a t_2 para corrente de saída I_o negativa: Proposta 1.

b) Intervalo t_2 a t_3

No instante em que a corrente atinge um valor máximo no semiciclo negativo os interruptores T_1 e T_2 bloqueiam e a corrente no Estágio 2 circula pelo diodo D_{r3} conforme mostra a Fig. 5.10.

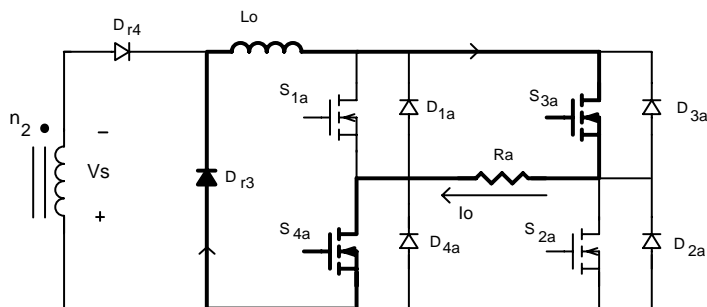


Fig. 5.10 - Intervalo t_2 a t_3 para corrente de saída I_o negativa: Proposta 1.

5.3.3. Análise Geral da Estrutura e Comando dos Interruptores

Numa primeira análise do funcionamento dos interruptores presentes nesta topologia proposta, pode-se ver que o comando dos interruptores T_1 e T_2 presentes no Estágio 1 é igual ao comando já utilizado pela fonte mostrada no Capítulo 2. O comando limita a razão cíclica máxima em 50% para que ocorra a etapa de desmagnetização do transformador de maneira eficiente.

Já para os interruptores adicionados no Estágio 2, eles possuem somente a função de determinar o sentido da corrente. Como foram mantidos os diodos D_{r3} e D_{r4} , os interruptores S_{1b} , S_{2b} , S_{3b} e S_{4b} possuem a única função de oferecer um caminho para a corrente positiva ou negativa no arco. A maneira como são comandados já foi mostrada anteriormente, porém a mudança da polaridade da corrente, onde ocorre comutação destes interruptores, deve ser analisada com mais detalhes.

Uma característica muito importante desta proposta é que todos os interruptores do Estágio 2 devem ser dimensionados para operar com a corrente de saída I_o , uma vez que os mesmos estão localizados após o indutor de saída L_o . A corrente de saída que passa por este indutor passa também pelos interruptores, que conduzem cada par conforme a polaridade da corrente desejada.

Sendo assim, o momento de transição da corrente alternada da polaridade positiva para negativa, ou vice-versa, não é possível simplesmente bloquear S_{1a}/S_{2a} porque a energia armazenada no indutor durante a comutação provocaria uma elevada sobretensão, danificando os interruptores. O mesmo fenômeno ocorreria na passagem da polaridade negativa para positiva com o bloqueio de S_{3a}/S_{4a} .

Para resolver este problema pode-se colocar um circuito de proteção sobre o interruptor de maneira a desviar esta energia. Porém um circuito do tipo *snubber* acoplado em cada interruptor teria que ter uma capacidade muito grande de dissipação de energia, o que implica na utilização de resistores e capacitores elevados.

Outra maneira de realizar a abertura do par de interruptores é fazer um sincronismo com o controle de corrente. No momento em que a corrente de referência passa de positiva

para negativa, a idéia é reduzir o valor da corrente de saída para zero através da abertura de T_1 e T_2 , de forma que os interruptores S_{1a} e S_{2a} devem permanecer conduzindo até a corrente se extingua, para então serem bloqueados. Após um tempo morto, pode-se então comandar novamente T_1 e T_2 juntamente com S_{3a} e S_{4a} , que fará com que a corrente comece a subir no sentido contrário.

5.3.4. Simulação da Proposta 1

Para verificar o funcionamento da Proposta 1 e obter suas características, foi realizada a simulação através do programa PSpice para corrente alternada simétrica com valor eficaz de aproximadamente 100A. Nesta simulação foram utilizados os seguintes parâmetros:

- $E = 300V$ - Tensão de entrada do conversor;
- $f_s = 57KHz$ - Frequência de comutação dos interruptores T_1 e T_2 ;
- $f_f = 60Hz$ - Frequência da corrente de saída I_o ;
- $L_o = 13\mu H$ - Indutor de saída;
- $R_a = 100m\Omega$ - Resistência do arco;
- $L_p = 1,7mH$ - Indutância do enrolamento primário;
- $L_s = 160\mu H$ - Indutância do enrolamento secundário;
- $L_d = 1,6\mu H$ - Indutância de dispersão;

O objetivo principal da simulação foi verificar se o conversor proposto era capaz de fornecer uma corrente de saída alternada da maneira descrita anteriormente. A corrente e a tensão de saída do conversor operando com uma frequência de 60Hz simulada são mostradas na Fig. 5.11. Esta figura mostra a simulação para uma corrente de saída com valor eficaz próximo a 100A.

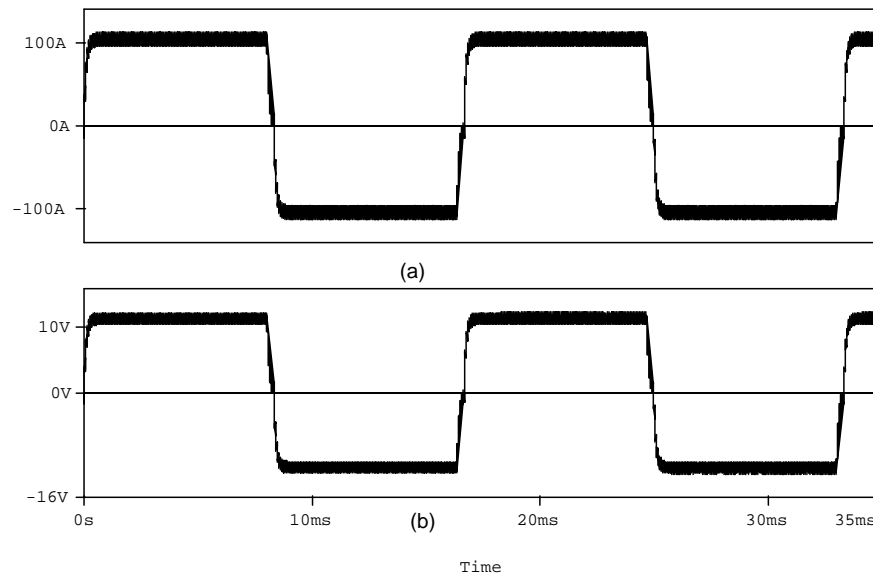


Fig. 5.11 – (a) Corrente de saída I_o ; (b) Tensão de saída V_o .

O comportamento dos interruptores do Estágio 1 é mostrado na Fig. 5.12 (a). A tensão máxima sobre T_1 é a máxima tensão de entrada (valor próximo a 300V) a corrente que circula por este interruptor ocorre com uma razão cíclica baixa de aproximadamente 0,3, garantindo a etapa de desmagnetização do transformador.

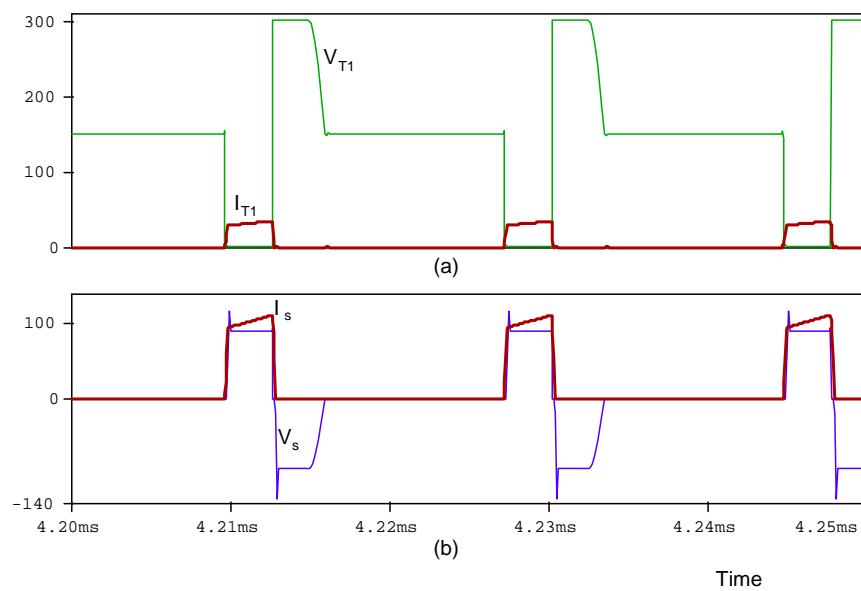


Fig. 5.12 – (a) Corrente e tensão sobre T_1 ; (b) Tensão e corrente no enrolamento secundário.

A corrente e a tensão no enrolamento secundário são mostradas na Fig. 5.12 (b). Nota-se uma leve sobretensão na forma de onda causada pela indutância de dispersão do transformador, indicando a necessidade de circuitos grampeadores.

Os diodos do Estágio 2 tem seus comportamentos mostrados na Fig. 5.13. No momento em que o diodo D_{r4} bloqueia, o diodo D_{r3} entra em condução e inicia a etapa de roda livre.

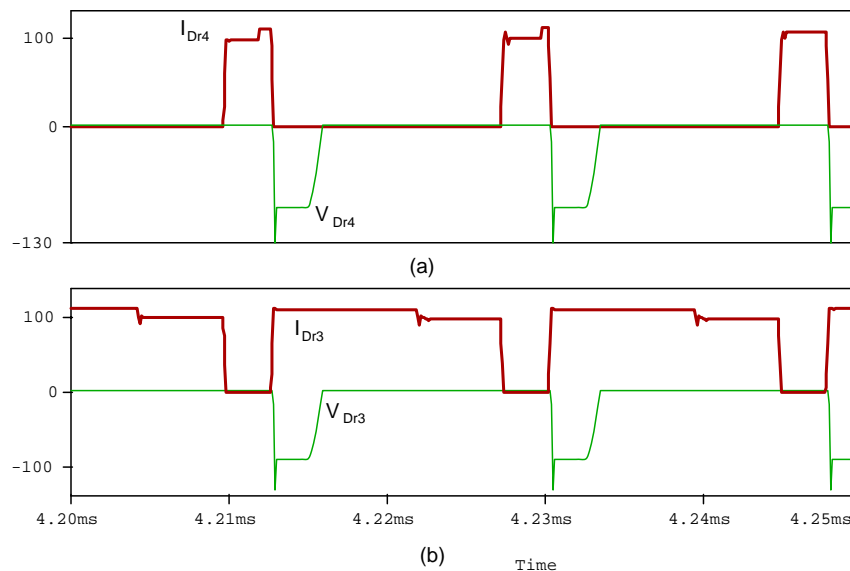


Fig. 5.13 – (a) Corrente e tensão sobre D_{r4} ; (b) Tensão e corrente sobre D_{r3} .

As correntes e tensões sobre dois dos interruptores do Estágio 2 é mostrado na Fig. 5.14. No intervalo de tempo mostrado, o interruptor S_{1a} está conduzindo e S_{3a} encontra-se bloqueado. É possível verificar que a corrente que flui por estes interruptores é a própria corrente de saída e a tensão máxima sobre eles é a tensão de saída.

No instante da transição da corrente positiva para a negativa, foi realizada a lógica de comando explicada anteriormente onde bloqueiam-se T_1 e T_2 até a corrente de saída se anular para então fechar S_{3a} e S_{4a} . O comportamento da corrente neste instante pode ser visto na Fig. 5.15.

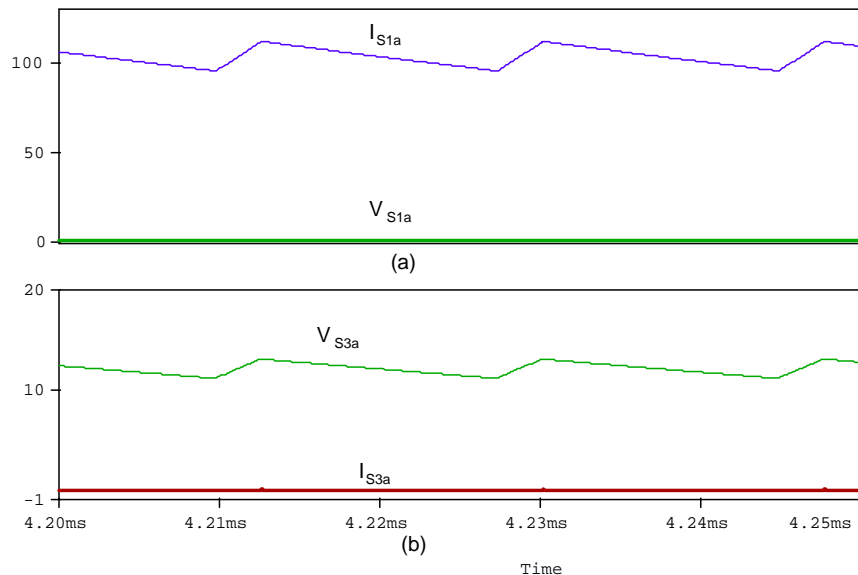


Fig. 5.14 – (a) Corrente e tensão sobre S_{1a} ; (b) Tensão e corrente sobre S_{3a}

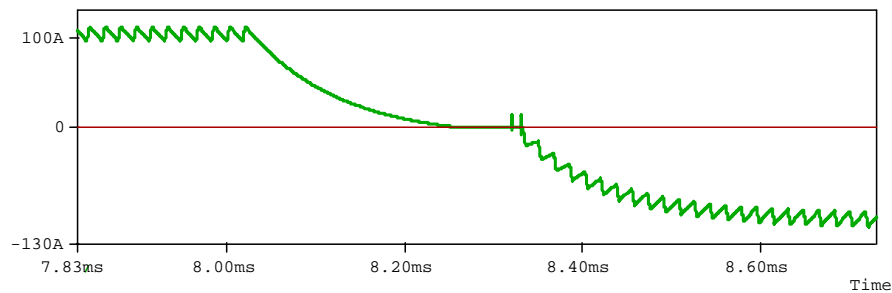


Fig. 5.15 – Intervalo de mudança da polaridade da corrente de saída I_o .

5.4 Proposta 2

5.4.1. Apresentação do conversor

A segunda proposta para obter uma corrente alternada na saída do conversor apresenta mudanças no transformador e no Estágio 2. A Fig. 5.16 mostra a topologia proposta onde o número e configuração dos interruptores presentes no Estágio 1 são mantidos, porém o transformador, agora chamado de Trafo2, apresenta dois enrolamentos secundários (n_2 e n_3).

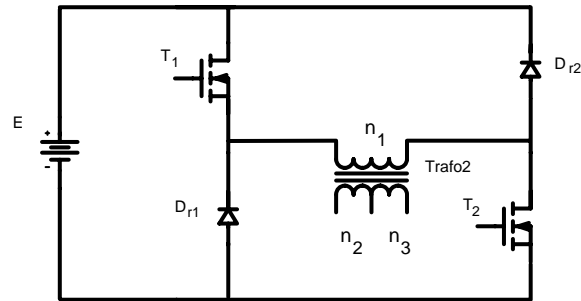


Fig. 5.16 – Estágio 1 para Proposta 2: Transformador com dois enrolamentos secundários.

Para o Estágio 2, a configuração do circuito proposto pode ser visto na figura 5.17. Este estágio apresenta quatro interruptores responsáveis pela polaridade da corrente (S_{1b} a S_{4b}) e quatro diodos em série (D_{1b} a D_{4b}) com os interruptores. Os componentes do circuito mostrado na Fig. 5.17 são:

- L_2 e L_3 que representa as indutâncias próprias dos enrolamentos secundários do transformador;
- D_{1b} , D_{2b} , D_{3b} e D_{4b} são os diodos em série com os interruptores;
- L_o é o indutor de filtragem da saída;
- S_{1b} , S_{2b} , S_{3b} e S_{4b} são os interruptores responsáveis pela polaridade da corrente do arco;
- R_a é a resistência que representa o arco elétrico.

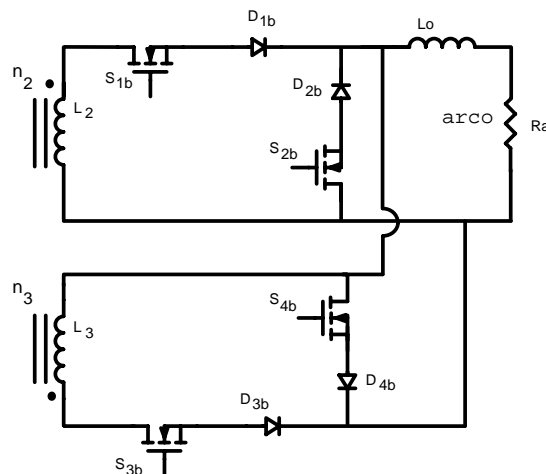


Figura 5.17 – Estágio 2 para Proposta 2: Uso de quatro interruptores e quatro diodos operando com dois enrolamentos secundários.

Analisando a estrutura apresentada na Fig. 5.17, observa-se que são utilizados oito semicondutores: quatro interruptores controlados e quatro diodos em série com estes interruptores. Este circuito pode ser redesenhado de forma a obter uma topologia mais adequada. O primeiro passo pode ser visto na Fig 5.18 que mostra o circuito redesenhado de forma a visualizar de uma forma diferente a posição de S_{4b} e D_{4b} . Tem-se um arranjo de interruptores que podem ser novamente redesenhados conforme mostra a Fig. 5.19. Esta figura mostra que é possível implementar apenas dois interruptores em série, cada qual com o seu diodo intrínseco em anti-paralelo.

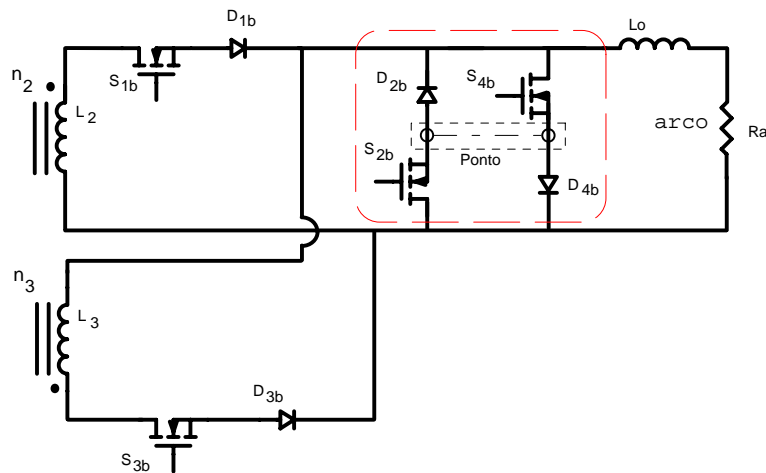


Figura 5.18 – Estágio 2 com interruptor S_{4b} e D_{4b} redesenhado.

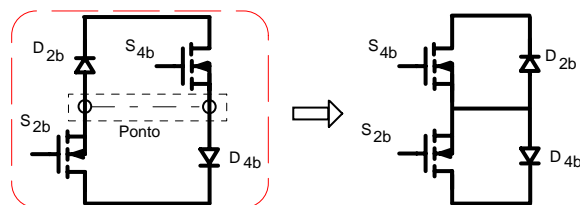


Figura 5.19 – Rearranjo para os interruptores S_{2b} e S_{4b} .

Assim, foi possível obter o circuito mostrado na Fig. 5.20. Ressalta-se agora que devido a esta nova configuração, os diodos D_{2b} e D_{4b} serão agora considerados como os diodos intrínsecos de cada transistor MOSFET correspondente e não mais como diodos em série, os quais foram considerados na idéia inicial deste circuito. Esta nova configuração dos

interruptores S_{2b} e S_{4b} constitui um interruptor bidirecional em corrente e tensão.

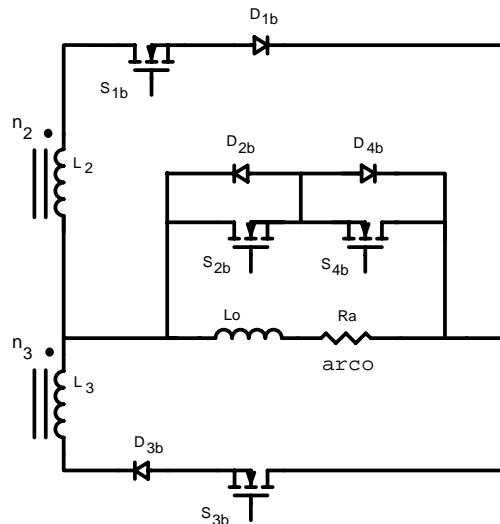


Figura 5.20 – Circuito final do Estágio 2 da Proposta 2.

5.4.2. Etapas de funcionamento

O comportamento da corrente de saída I_o do conversor proposto para um nível alternado pode ser visto na Fig. 5.21. Para que a corrente assuma o comportamento descrito nesta figura, serão agora apresentadas as suas etapas de operação.

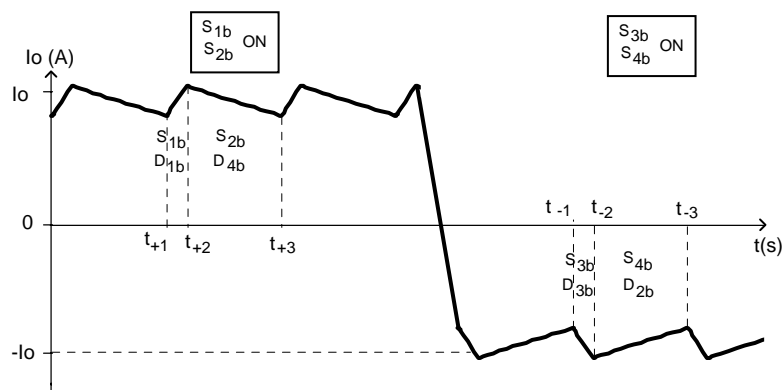


Fig. 5.21 – Comportamento da corrente de saída I_o para Proposta 2.

Novamente nesta estrutura, a exemplo da Proposta 1, o funcionamento do Estágio 1 é o mesmo. A diferença está somente no fato da estrutura apresentar dois enrolamentos

secundários onde, dependendo do sentido da corrente, apenas um enrolamento secundário fornece energia em cada instante e nunca os dois enrolamentos fornecem energia simultaneamente. Isto ocorre devido a forma com que os interruptores do Estágio 2 são comandados.

5.4.2.1. Etapas para corrente de saída I_o Positiva

Durante todo o instante em que a corrente no arco elétrico é positiva, apenas os interruptores S_{1b} e S_{2b} são comandados e permanecem conduzindo durante todo o ciclo positivo da corrente. O fato do interruptor S_{3b} não estar comandado faz com que o enrolamento n_3 não participe transferindo energia do Estágio 1 durante todo o tempo em que a corrente é positiva. A transferência de energia do Estágio 1 para a carga é realizada apenas pelo enrolamento n_2 .

a) Intervalo t_{+1} a t_{+2}

Este intervalo de tempo inicia no instante em que os interruptores T_1 e T_2 do Estágio 1 são comandados e conduzem a corrente proveniente da fonte E que atravessa o enrolamento primário n_1 . Como os interruptores S_{1b} e S_{2b} estão comandados, a tensão sobre o enrolamento secundário V_{s2} faz com que a corrente circule pelo caminho mostrado na Fig. 5.22(a). Esta figura mostra que neste intervalo de tempo a corrente não passa por S_{2b} , mesmo estando comandado para conduzir.

b) Intervalo t_{+2} a t_{+3}

Com o bloqueio de T_1 e T_2 , a tensão sobre o enrolamento primário inverte a polaridade devido a entrada em condução dos diodos D_{r1} e D_{r2} conforme já fora explicado anteriormente no capítulo 2 para o Estágio 1. Por consequência, a tensão no enrolamento secundário inverte o sentido e a corrente passa a circular em roda-livre através do interruptor S_{2b} e do diodo D_{4b} até o instante em que novamente os interruptores T_1 e T_2 são comandados. A Fig. 5.22(b) ilustra o comportamento do circuito neste instante.

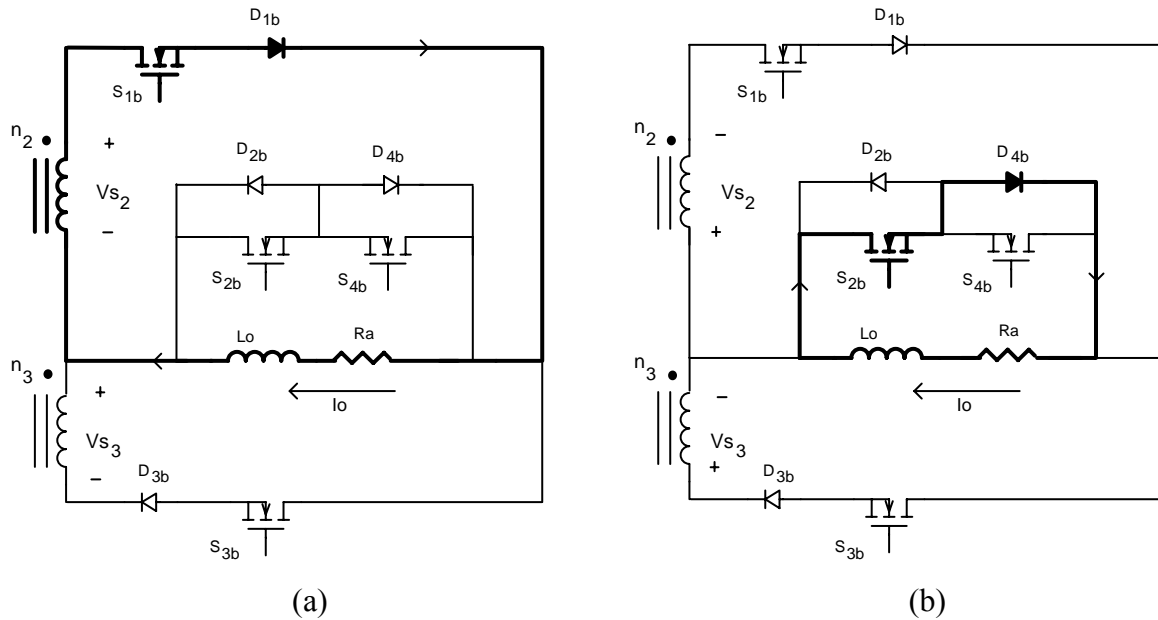


Fig. 5.22 – Etapas do Estágio 2 para corrente de saída I_o positiva.

5.4.2.2. Etapas para corrente de saída I_o Negativa

Para que a corrente no arco elétrico mude de sentido basta bloquear os interruptores S_{1b} e S_{2b} e fechar os interruptores S_{3b} e S_{4b} , que permanecerão conduzindo durante todo o ciclo negativo da corrente. Também para este caso, o fato do interruptor S_{1b} não estar comandado faz com que o enrolamento n_2 não participe da transferência de energia do Estágio 1 durante todo o tempo em que a corrente é negativa. A transferência de energia do Estágio 1 para a carga é realizada apenas pelo enrolamento n_3 . O funcionamento do Estágio 1, como já dito anteriormente é sempre o mesmo, tanto para a corrente positiva quanto para negativa.

a) Intervalo t_{11} a t_{12}

Da mesma forma que ocorre para a etapa da corrente positiva, este intervalo corresponde ao instante em que os interruptores T_1 e T_2 do Estágio 1 são comandados e conduzem a corrente proveniente da fonte E que atravessa o enrolamento primário n_1 . Os interruptores S_{3b} e S_{4b} estão comandados e a tensão sobre o enrolamento secundário V_{s3} faz com que a corrente circule pelo caminho mostrado na Fig 5.23(a). O interruptor S_{4b} não entra

em condução neste instante mesmo estando comandado para conduzir.

b) Intervalo t_2 a t_3

Este intervalo inicia no bloqueio de T_1 e T_2 , onde a tensão sobre o enrolamento primário inverte a polaridade devido a entrada em condução dos diodos D_{r1} e D_{r2} conforme já fora explicado anteriormente no capítulo 2 para o Estágio 1. Por consequência, a tensão no enrolamento secundário V_{s3} inverte de sentido e a corrente passa a circular por roda-livre através do interruptor S_{4b} e do diodo D_{2b} até o instante em que novamente os interruptores T_1 e T_2 são comandados. A Fig 5.23(b) ilustra o comportamento do circuito neste intervalo.

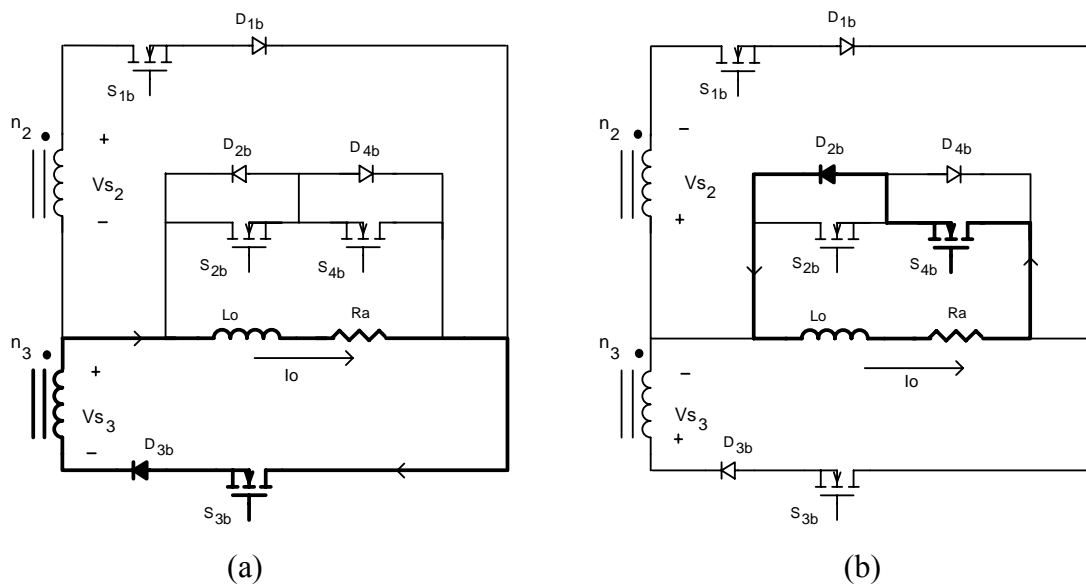


Fig 5.23 – Etapas do Estágio 2 para corrente de saída I_o negativa.

5.4.3. Comando dos Interruptores

A maneira com que os interruptores são comandados tanto para a corrente de saída positiva quanto para negativa já foi explicada nos itens anteriores. Porém, o instante da transição da corrente de saída da polaridade positiva para negativa ou vice-versa deve ser estudado com mais detalhes.

Primeiramente, observando o instante em que a corrente positiva passa para negativa, devido a presença do filtro indutivo de saída L_o , não é possível bloquear S_{1b} e S_{2b} ao mesmo tempo pois isto causaria uma sobretensão sobre estes interruptores. Para evitar esta situação, o comando dos interruptores deve seguir a forma mostrada na Fig 5.24. Neste comando, primeiramente é bloqueado o interruptor S_{1b} e a corrente na saída do conversor circula através de S_{2b} e D_{4b} decrescendo até se anular. Após anular a corrente, é imposto um tempo morto t_m até comandar os interruptores S_{3b} e S_{4b} ao mesmo tempo.

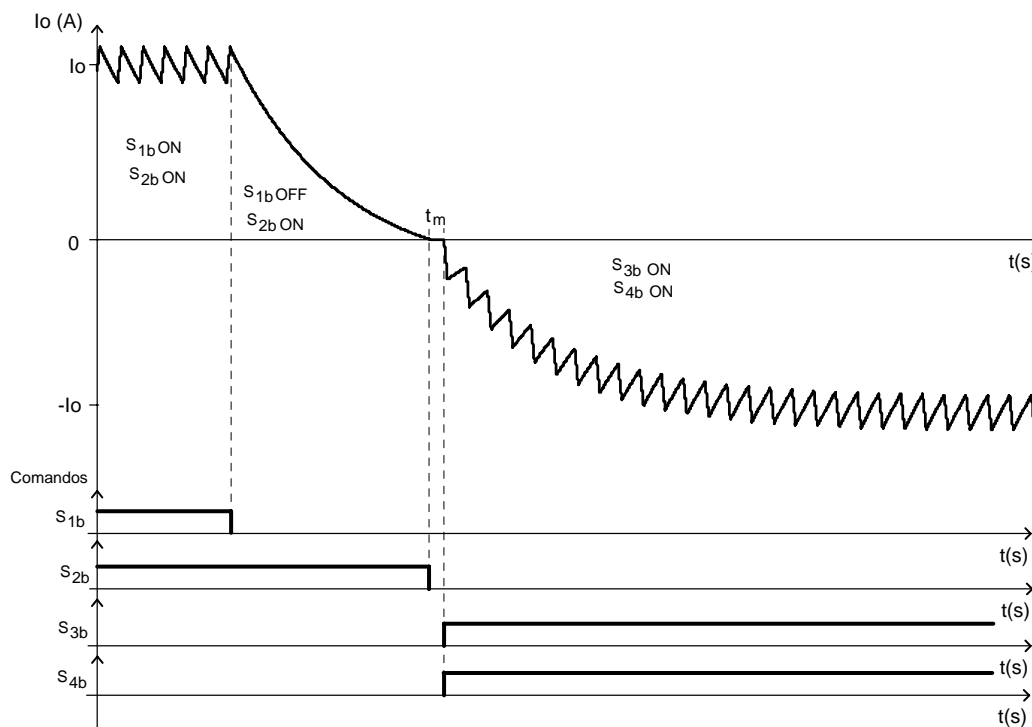


Fig. 5.24 - Comando dos interruptores e corrente de saída.

Esta forma de transição da corrente mostrada na Fig. 5.24 tem por objetivo principal evitar sobretensões e por conseqüência proteger os interruptores. Porém, para implementar esta forma de transição é necessário verificar se na prática o arco voltaico não irá se extinguir. Caso isto ocorra é necessário ter um circuito para acionar o arco novamente nestes intervalos de tempo.

Além disto, é necessário observar a presença da indutância de dispersão em série com os interruptores S_{1b} e S_{3b} , que provocará também uma sobretensão no momento em que estes são bloqueados. Para evitar isto, é possível colocar circuitos grampeadores de tensão nestes interruptores. Uma outra forma de evitar as sobretensões é fazer com que a corrente no primário do transformador diminua até se anular para então abrir o interruptor. Porém isto implica em desenvolver uma lógica a ser acrescentada no comando dos interruptores durante a operação. É também necessário que haja garantia de que os interruptores bloqueiam somente durante a etapa de roda livre.

5.4.4. Simulação da Proposta 2

Como em todas as propostas, as especificações dos componentes utilizados são:

- $E = 300V$ - Tensão de entrada do conversor;
- $f_s = 57KHz$ - Frequência de comutação dos interruptores T_1 e T_2 ;
- $f_f = 60Hz$ - Frequência da corrente de saída I_o ;
- $L_o = 13uH$ - Indutor de saída;
- $R_a = 100m\Omega$ - Resistência do arco;
- $L_p = 1,7mH$ - Indutância do enrolamento primário;
- $L_s = 160uH$ - Indutância do enrolamento secundário;
- $L_d = 1,6uH$ - Indutância de dispersão;

A corrente de saída possui um valor eficaz próxima a 110A e seu comportamento obtido em simulação pode ser visto na Fig. 5.25, bem como a tensão de saída.

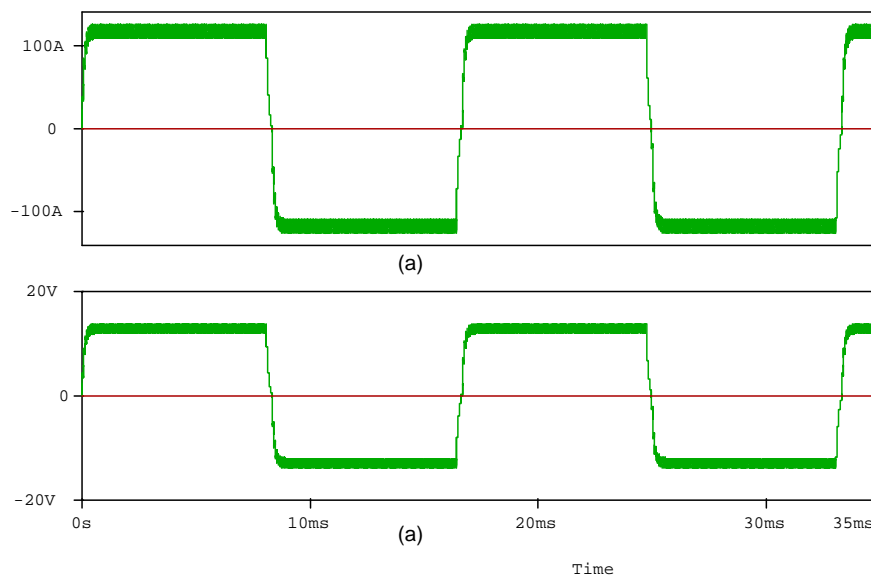


Fig. 5.25 – (a) Corrente de saída I_o ; (b) Tensão de saída V_o .

Sobre os interruptores do Estágio 1, a Fig. 5.26(a) mostra a tensão e a corrente sobre T_1 . A tensão e corrente do secundário podem ser vistos na Fig 5.26(b).

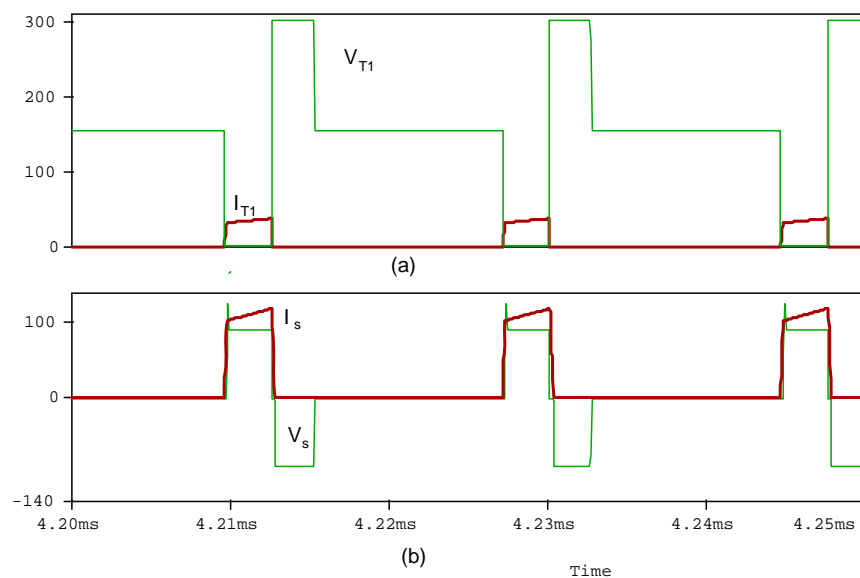


Fig. 5.26 – (a) Corrente e tensão sobre T_1 ; (b) Tensão e corrente no enrolamento secundário.

Já em relação aos interruptores de saída, é possível notar que enquanto a corrente de saída I_o for positiva, sobre o interruptor S_{1b} tem-se o comportamento apresentado na Fig. 5.27(a). Também é mostrado nesta figura a tensão e a corrente do interruptor S_{4b} (Fig 5.27(b)).

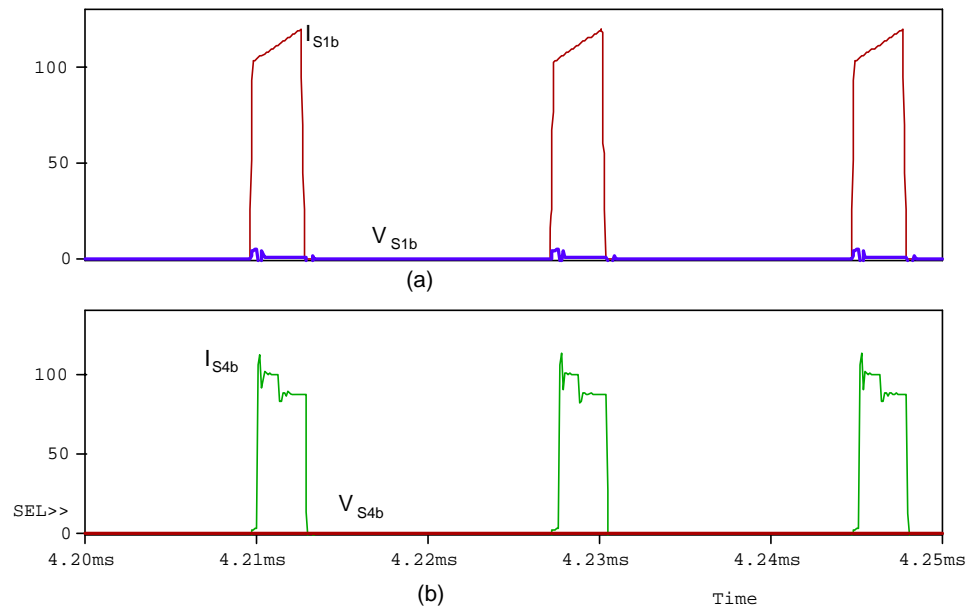


Fig. 5.27 – (a) Corrente e tensão sobre S_{1b} ; (b) Tensão e corrente sobre S_{4b} .

A maneira utilizada na simulação para realizar a transição da corrente de saída sem a ocorrência de uma sobretensão é a mostrada no item 5.4.3 deste capítulo. A Fig. 5.28 mostra os dois intervalos de tempo em que ocorre esta transição da corrente.

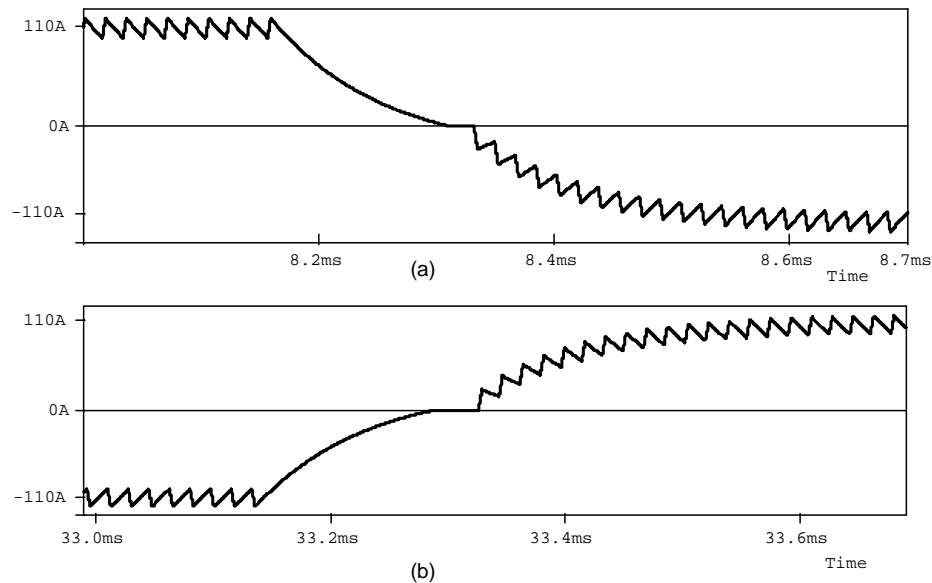


Fig. 5.28 – Instante de mudança da polaridade da corrente de saída I_o : (a) positivo para negativo ; (b) Negativo para positivo.

5.5. Proposta 3

5.5.1. Apresentação do conversor

A terceira proposta apresenta um conversor com mudanças nos Estágios 1 e 2. Para o Estágio 1, mostrado na Fig. 5.29, é proposta uma configuração do tipo *Full-Bridge* cujos quatro interruptores possibilitam a circulação de corrente no enrolamento primário do transformador nos dois sentidos. O transformador utilizado nesta configuração pode ser projetado de maneira igual ao transformador estudado neste trabalho.

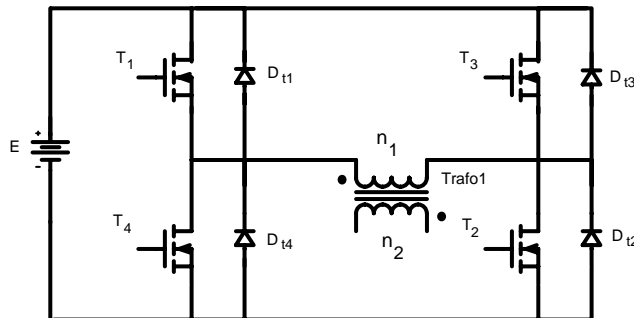


Fig. 5.29 – Estágio1 para Proposta 3: Configuração *Full-Bridge*.

O circuito mostrado na Fig 5.29 é composto pelos seguintes elementos:

- Trafo1 é o transformador de alta frequência com um enrolamento primário n_1 e um enrolamento secundário n_2 ;
- D_{t1} , D_{t2} , D_{t3} e D_{t4} são os diodos intrínsecos de cada interruptor do Estágio 1;
- E é a fonte de tensão que representa a tensão de entrada do conversor;
- T_1 , T_2 , T_3 e T_4 são os interruptores na configuração *Full-Bridge* do Estágio 1;

Para o Estágio 2 é apresentado o circuito mostrado na Fig. 5.30. Este estágio também utiliza quatro interruptores responsáveis pela polaridade da corrente de saída. Da mesma forma que para as propostas anteriores, estes interruptores comutam na frequência baixa f_f da corrente de saída I_o , onde dois deles sempre estão comandados, possibilitando a circulação da corrente do arco positiva ou negativa. Este circuito pode ser redesenhado na forma mostrada na Fig. 5.31.

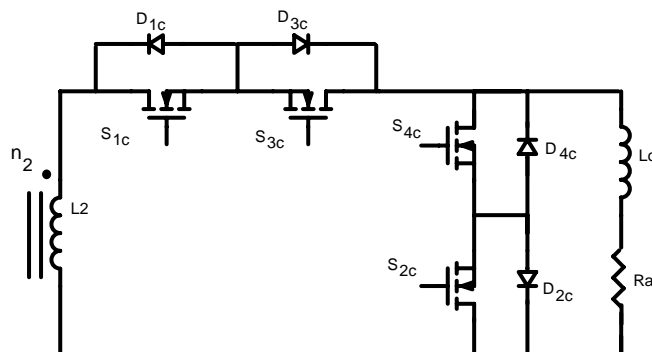


Fig. 5.30 – Estágio 2 para Proposta 3.

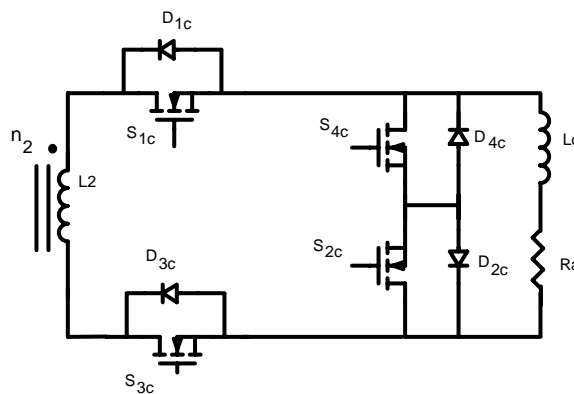


Fig. 5.31 – Estágio 2 para Proposta 3 redesenhado.

Os elementos do circuito do Estágio 2:

- L_2 é a indutância própria do enrolamento secundário n_2 do transformador;
- D_{1c} , D_{2c} , D_{3c} e D_{4c} são os diodos intrínsecos dos interruptores;
- L_o é o indutor de filtragem da saída;
- S_{1c} , S_{2c} , S_{3c} e S_{4c} são os interruptores do Estágio 2;
- R_a é a resistência que representa o arco elétrico.

5.5.2. Etapas de funcionamento

As etapas de funcionamento serão agora descritas também para o Estágio 1, uma vez que agora há uma topologia diferente para este estágio. Este Estágio 1 opera com os interruptores em alta frequência através da metodologia de comando clássico, onde sempre são comandados dois interruptores diagonais ao mesmo tempo. Esta metodologia é necessária devido ao uso do transformador de alta frequência como carga para o conversor *Full-Bridge*. Para poder utilizar um transformador de alta frequência, é necessário que em cada ciclo de comutação o mesmo possa magnetizar e desmagnetizar. Quando não há um meio de desmagnetizar antes de iniciar outro ciclo de comutação, o fluxo residual do transformador fará com que a corrente magnetizante cresça até atingir um ponto em que o transformador satura. Isto só é possível nesta estrutura se for aplicado o comando clássico.

Já o Estágio 2 para esta estrutura será o responsável pela polaridade da corrente do arco, operando em baixa frequência (f_r). O comportamento da corrente de saída do conversor é igual ao comportamento mostrado nas propostas anteriores, cuja forma pode ser vista na Fig. 5.32. A diferença nesta topologia está no aumento de interruptores que são agora comandados, principalmente no Estágio 1.

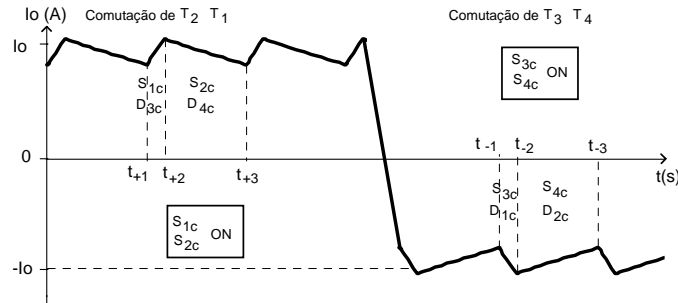


Fig. 5.32 – Comportamento da corrente de saída I_o para Proposta 3.

5.5.2.1. Etapas para a corrente de saída I_o Positiva

O comando clássico no Estágio1 utilizará somente os interruptores T_1 e T_2 comandados e bloqueados ao mesmo tempo. Juntamente com estes interruptores, os diodos D_{t3} e D_{t4} darão para a topologia o mesmo modo de funcionamento do Estágio 1 já utilizada da fonte de soldagem mostrada no Capítulo 2 deste trabalho. Durante todo o ciclo positivo, no Estágio 2 os interruptores S_{1c} e S_{2c} estarão sempre conduzindo.

a) Intervalo t_{+1} a t_{+2}

Quando a referência de corrente for positiva, são comandados somente os interruptores T_1 e T_2 , no Estágio 1 conforme a Fig 5.33(a). No Estágio 2, os interruptores S_{1c} e S_{2c} são fechados, porém a corrente circula somente pelo interruptor S_{1c} e pelo diodo intrínseco do interruptor S_{3c} . A corrente de saída I_o irá crescer até o atingir um valor máximo permitido pelo controle. O Estágio 2 para este intervalo pode ser visto na Fig.5.33(b).

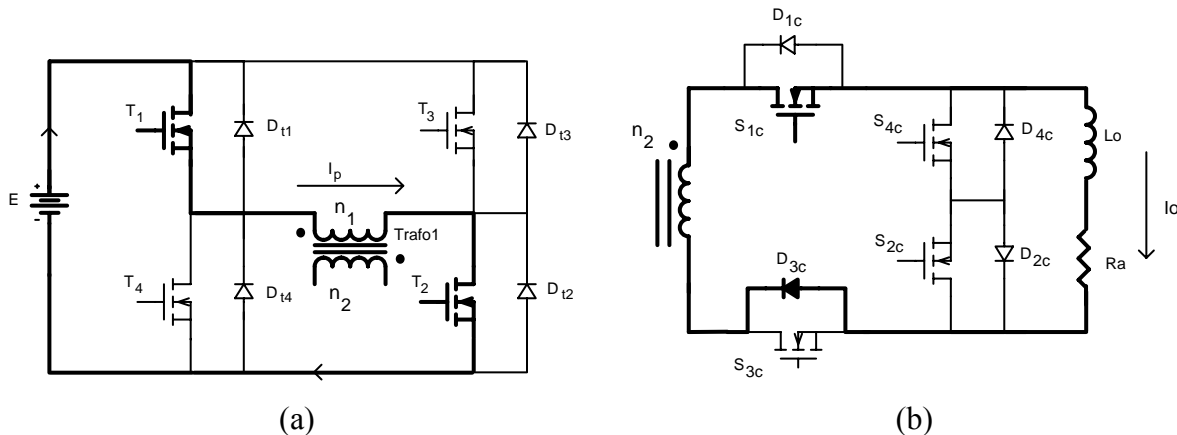


Fig 5.33 – Instante t_{+1} a t_{+2} para corrente de saída I_o Positiva: (a) Estágio 1 – (b) Estágio 2

b) Intervalo t_{+2} a t_{+3}

No intervalo em que a corrente de saída atinge seu valor máximo permitido, o controle efetua o bloqueio dos interruptores T_1 e T_2 . Este bloqueio irá polarizar diretamente os diodos D_{t4} e D_{t3} , que entrarão em condução até a corrente no enrolamento primário se extinguir, desmagnetizando o transformador (ver Fig. 5.34 (a)). A troca de polaridade da tensão sobre o enrolamento secundário fará com que a corrente agora circule através do interruptor S_{2c} e pelo diodo intrínseco do interruptor S_{4c} (diodo D_{4c}), caracterizando uma etapa de roda-livre na carga. A corrente de saída irá decrescer até que os interruptores T_1 e T_2 voltarão a conduzir, encerrando este intervalo. O Estágio 2 para este intervalo pode ser visto na Fig. 5.34(b).

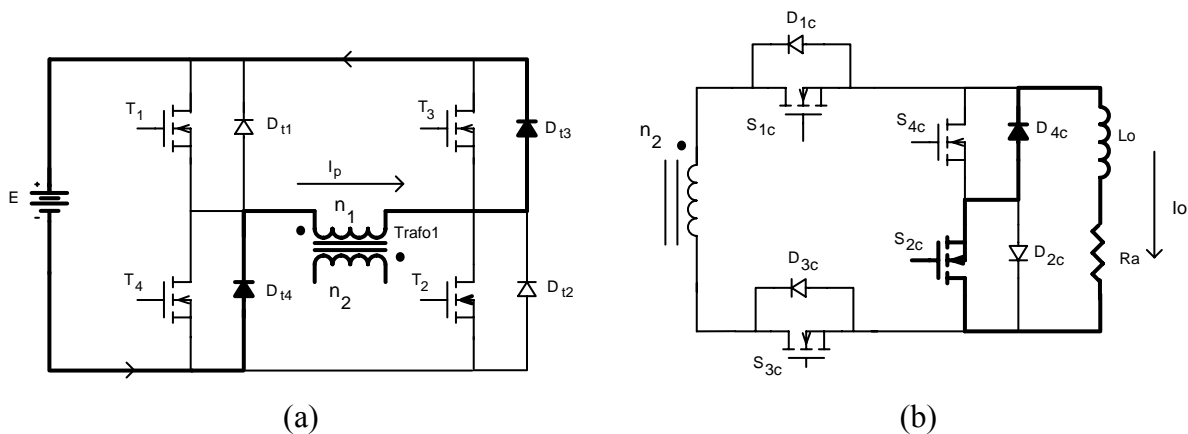


Fig. 5.34 – Intervalo t_{+2} a t_{+3} para corrente de saída I_o Positiva: (a) Estágio 1 – (b) Estágio 2

5.5.2.2. Etapas para corrente de saída I_o Negativa

Quando a referência de corrente passa para um valor negativo, os interruptores T_1 e T_2 não entrarão mais em condução durante todo o intervalo em que esta referência for negativa. Nestas etapas os interruptores que devem operar no Estágio 1 são os interruptores T_3 e T_4 , que possibilitarão uma corrente no enrolamento primário com sentido contrário ao sentido das etapas anteriores. No Estágio 2 somente os interruptores S_{3c} e S_{4c} são comandados e permanecem conduzindo durante toda a etapa.

a) Intervalo t_1 a t_2

Em t_1 os interruptores T_3 e T_4 são comandados e conduzem a corrente no enrolamento primário I_p proveniente da fonte E no sentido indicado pela Fig. 5.35 (a). No Estágio 2 são agora comandados os interruptores S_{3c} e S_{4c} porém, a corrente irá circular pelo interruptor S_{3c} e pelo diodo D_{1c} , caracterizando uma etapa onde se tem a transferência de energia da fonte E para a carga Fig.5.35.(b). Este intervalo ocorre até a corrente de saída I_o atingir o valor máximo ajustado pelo controle.

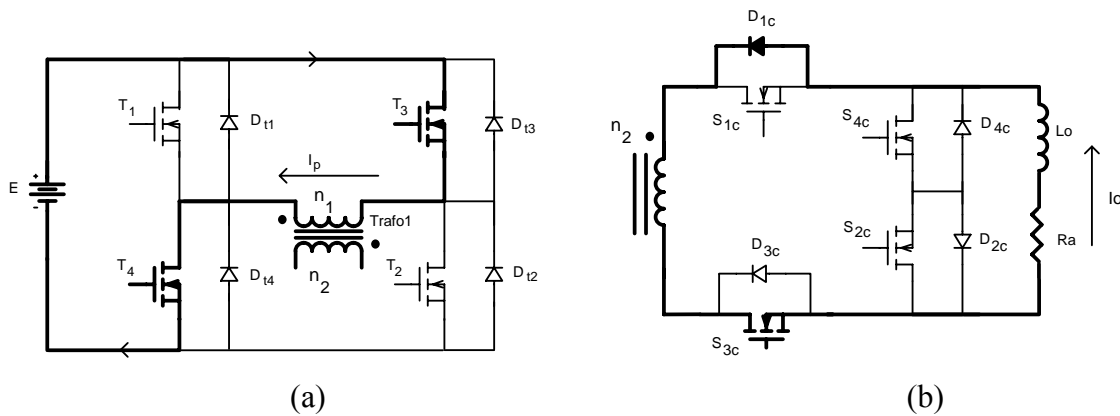


Fig 5.35 – Intervalo t_1 a t_2 para corrente de saída I_o Negativa: (a) Estágio 1 – (b) Estágio 2

b) Intervalo t_2 a t_3

Em t_2 a corrente de saída atinge seu máximo valor permitido pelo controle, então os interruptores T_3 e T_4 são bloqueados. Isto resulta na polarização direta dos diodos D_{11} e D_{12} que entram em condução, oferecendo um caminho para a corrente no enrolamento primário e desmagnetizando o transformador (ver Fig. 5.36 (a)).

No Estágio 2, a inversão da tensão no enrolamento secundário faz com que a corrente de saída I_o circule pelo interruptor S_{4c} e pelo diodo D_{2c} . Esta corrente fica circulando em rodalivre até o fim do período PWM. Quando isto ocorre, os interruptores T_3 e T_4 são comandados a conduzir novamente, encerrando este intervalo. O comportamento do circuito para este intervalo no Estágio 2 pode ser visto na Fig. 5.36(b).

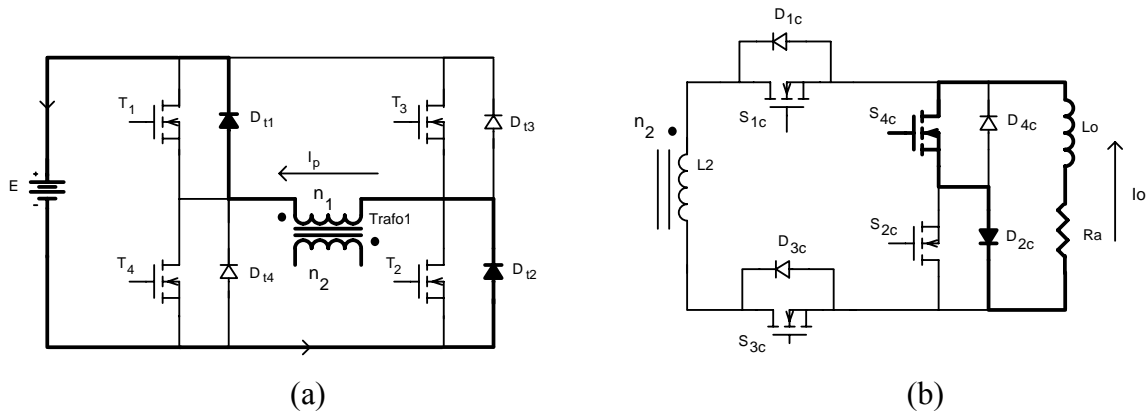


Fig. 5.36 – Intervalo t_2 a t_3 para corrente de saída I_o Negativa: (a) Estágio 1 – (b) Estágio 2.

5.5.3. Análise Geral e Comando dos Interruptores

O comando da corrente de saída operando no intervalo positivo e negativo já foi explicado nos itens anteriores. Porém, o instante da transição da corrente de saída da polaridade positiva para negativa ou vice-versa também deve ser estudado com mais detalhes nesta proposta.

Para realizar a transição da corrente de saída alternada, é necessário observar que os bloqueios dos interruptores causam sobretensões devido a energia armazenada no indutor. Para evitar esta situação, de maneira semelhante a utilizada na Proposta 2, o comando dos interruptores deve seguir a forma mostrada na Fig. 5.37. Neste comando, primeiramente é aberto o interruptor S_{1c} e a corrente na saída do conversor circula através de S_{2c} e D_{4c} decrescendo até se anular. Após anular a corrente é imposto um tempo morto t_m até comandar a conduzir os interruptores S_{3c} e S_{4c} ao mesmo tempo. O mesmo procedimento é adotado para a transição da corrente de negativo para positivo, fazendo a corrente circular por S_{4c} e D_{2c} até se extinguir para então, após um tempo morto, começarem a conduzir S_{1c} e S_{2c} .

Também é necessário observar se na prática este tipo de manobra faz com que o arco se extingue. Caso isso ocorra, faz-se necessário estudar meios de reacender o arco voltaico.

Com relação aos interruptores do Estágio 1, pode-se dizer que seu funcionamento não sofreu grandes mudanças com relação as propostas anteriores. A princípio, a utilização de uma configuração *Full-Bridge* neste Estágio 1 implicaria em um cuidado maior com relação ao

comando. Porém, se for analisado de uma forma mais geral, o funcionamento do Estágio 1 com o comando clássico (aos pares) é idêntico ao funcionamento do conversor *Forward* mostrado no Capítulo 2. A diferença é que os quatro interruptores proporcionam uma mudança na aplicação da tensão no enrolamento primário, fazendo com que a corrente possa circular nos dois sentido, proporcionando a transferência de potência para a carga em ambos sentidos da corrente. Isto é facilmente provado quando se quer operar somente com corrente positiva direta na saída, onde somente T_1 e T_2 ficam em operação de forma idêntica a mostrada no Capítulo 2 deste trabalho.

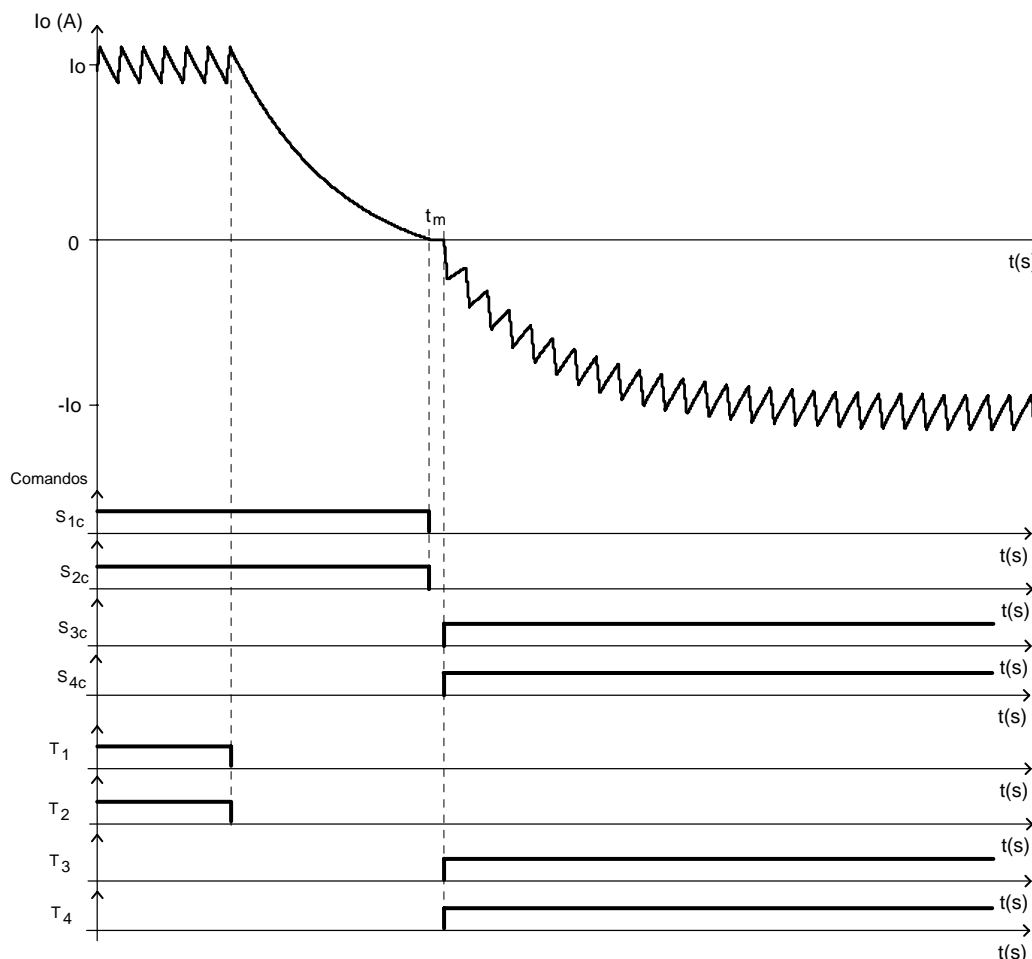


Fig 5.37 - Comando dos interruptores e corrente de saída para Proposta 3.

5.5.4. Simulação da Proposta 3

Mantendo-se os mesmos parâmetros utilizados na simulação das outras propostas, o comportamento desta estrutura também não apresentou problemas. A corrente e a tensão de saída são mostradas na Fig. 5.38.

O Estágio 1 tem funcionamento semelhante ao já utilizado nas outras propostas. A inclusão de dois interruptores possibilitou que a corrente possa circular nos dois sentidos no enrolamento primário, mas seu princípio de funcionamento foi mantido. Para corrente positiva os interruptores T_1 e T_2 ficam operando e para corrente negativa os interruptores T_3 e T_4 operam de forma igual a T_1 e T_2 . O comportamento de T_1 pode ser visto na Fig. 5.39(a), que também mostra o comportamento do interruptor T_3 , que neste instante não participa da operação (Fig 5.39(b)).

Para o Estágio 2, a Fig. 5.40 mostra a tensão e a corrente nos interruptores S_{1c} e S_{2c} no mesmo instante de operação. A corrente observada na Fig. 5.40 em cada interruptor corresponde as etapas de transferência de energia e de roda-livre no semi-ciclo positivo da corrente de saída, conforme apresentado anteriormente.

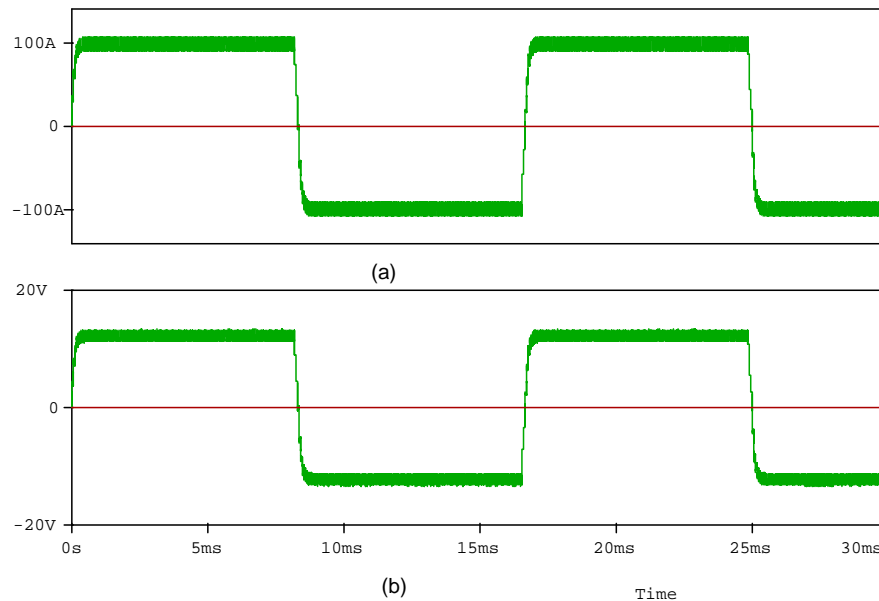


Fig. 5.38 – (a) Corrente de saída I_o ; (b) Tensão de saída V_o .

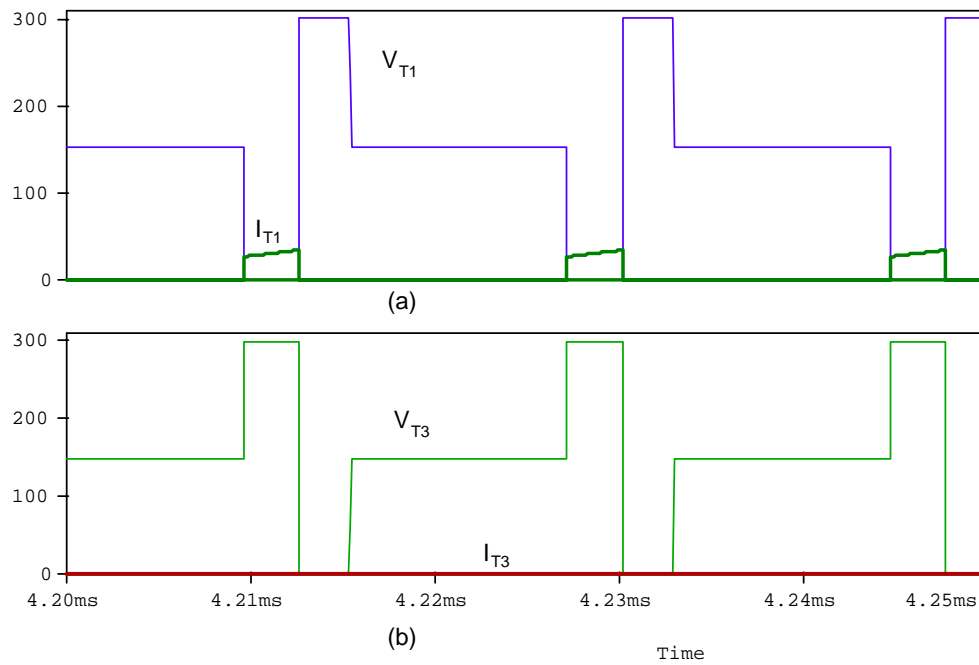


Fig. 5.39 – (a) Corrente e tensão em T_1 ; (b) Tensão e corrente em T_3 .

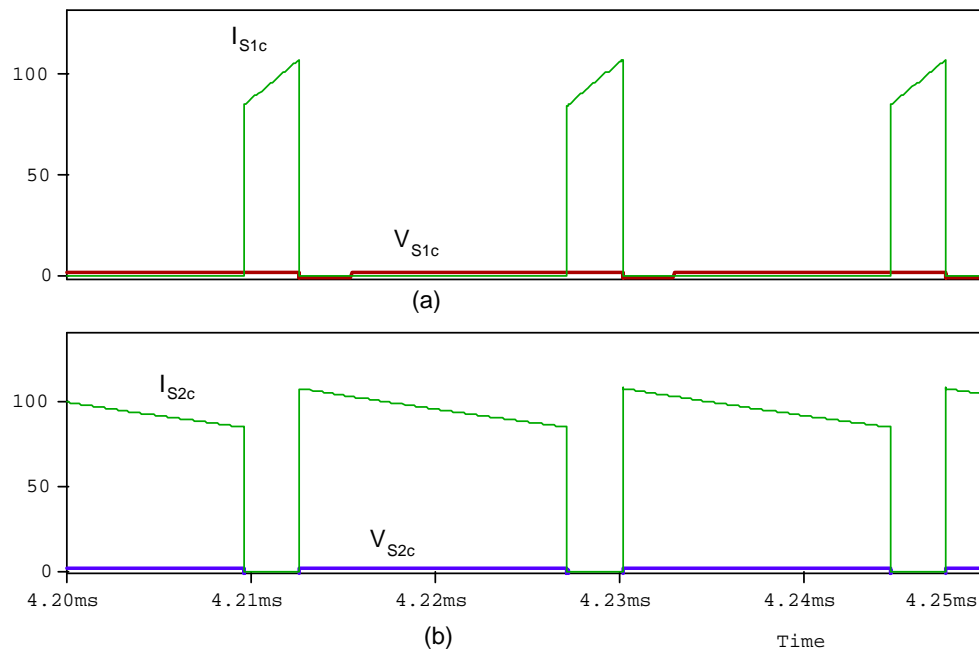


Fig. 5.40 – (a) Corrente e tensão em S_{1c} ; (b) Tensão e corrente em S_{2c} .

A transição da corrente de saída de um valor positivo para negativo pode ser observada

na Fig. 5.41. A maneira utilizada para realizar esta transição da corrente na simulação foi a maneira mostrada na Fig. 5.37 para evitar sobretensões nos interruptores devido ao bloqueio dos mesmos.

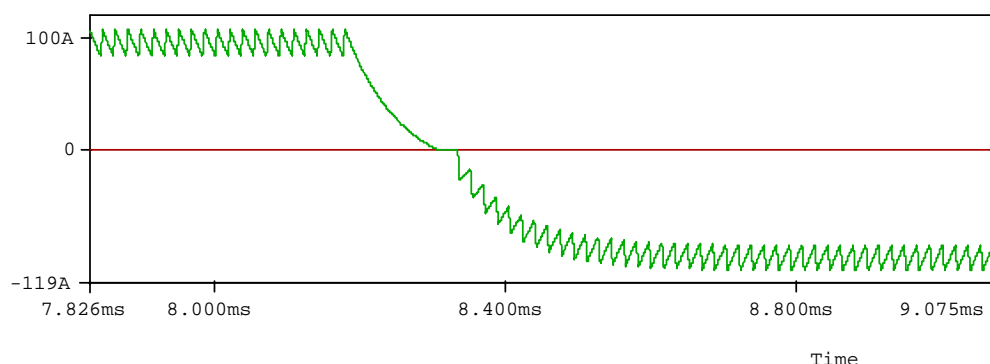


Fig. 5.41 – Intervalo da mudança de polaridade da corrente de saída I_o .

5.6. Análise Geral das Propostas e Conclusões

Feitas as apresentações das propostas, juntamente com suas respectivas explicações das etapas de operação e simulações, é necessário fazer uma análise geral para caracterizar as suas vantagens e desvantagens.

Inicialmente, todas as estruturas propostas possuem características de comando dos interruptores e controle iguais no Estágio 1, até porque a proposta é manter a técnica de modulação e controle já utilizados pela fonte de soldagem Larry. Isto ficou bastante evidente quando as propostas foram apresentadas. Como as características funcionais são iguais, os parâmetros analisados nas estruturas propostas foram:

- Número de interruptores utilizados;
- Dimensionamento dos interruptores;
- Complexidade do comando e controle;
- Utilização de diodos no Estágio 2;
- Transformador utilizado.

5.6.1. Número de interruptores comandados utilizados

Quanto ao número de interruptores utilizados, as três propostas apresentam um aumento do número de interruptores, conforme mostra a tabela 5.1. Em todas as propostas, o Estágio 2 opera com 4 interruptores. As Propostas 1 e 2 mantêm a mesma estrutura existente no Estágio 1 com dois interruptores. Já a Proposta 3 apresenta um acréscimo de dois interruptores, totalizando em 8 a quantidade total utilizada neste conversor.

Este aumento no número de interruptores leva aos conversores uma maior complexidade, tanto para o circuito de controle quanto para os circuitos de comando destes interruptores.

Tabela 5.1 – Número de interruptores comandados utilizados em cada estrutura proposta.

Propostas		Número de interruptores
Proposta 1	Estágio 1	2
	Estágio 2	4
	Total	6
Proposta 2	Estágio 1	2
	Estágio 2	4
	Total	6
Proposta 3	Estágio 1	4
	Estágio 2	4
	Total	8

Porém, o número elevado de interruptores da Proposta 3 pode ser diminuído com a implementação de outro tipo de interruptor bidirecional do tipo IGBT que utiliza uma nova tecnologia conhecida como *Reverse Blocking* IGBT (RB-IGBT) [17], cujo modelo pode ser visto Fig. 5.42(a). Interruptores deste tipo são também conhecidos na literatura como IGBT NPT (*Non Punch Through*) [25], cuja tecnologia de fabricação fornece a este a capacidade bidirecional de tensão entre coletor e o emissor.

A utilização deste interruptor permite que em cada etapa de operação apenas um semicondutor esteja em condução, o que permite reduzir as perdas do conversor.

O interruptor RB-IGBT pode ser utilizado no lugar dos interruptores S_{2c} e S_{4c} na Proposta 2 (Fig. 5.42 (b)) e no lugar dos interruptores do Estágio 2 da Proposta 3 (Fig. 5.42 (c)).

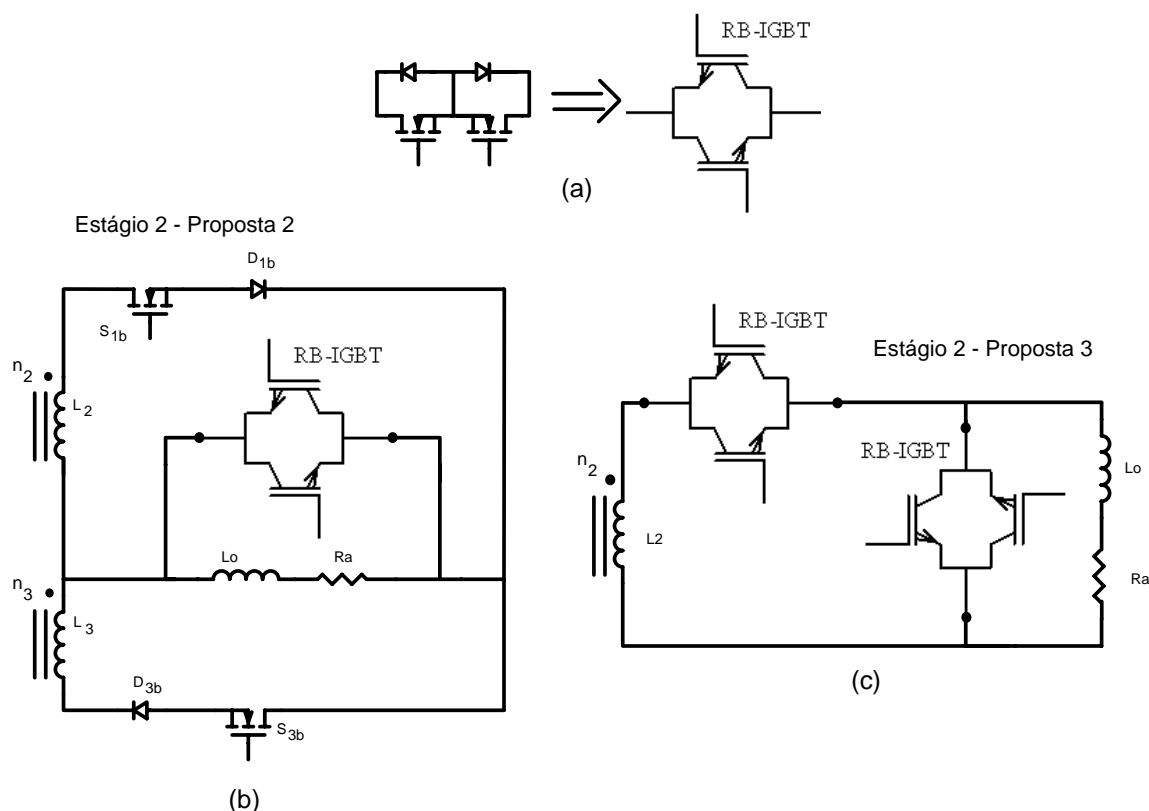


Fig. 5.42 – Estágio 2 da Proposta 3 com a utilização de interruptores RB-IGBT.

5.6.2. Dimensionamento dos interruptores

Quanto ao dimensionamento dos interruptores, também não houve grandes diferenças entre as estruturas propostas. Inicialmente pode-se ver que quando o conversor opera com corrente alternada simétrica ocorre um alívio nos interruptores pois cada par de interruptores conduz somente durante meio período em todas as propostas. Porém esta afirmação não serve de base para o dimensionamento pelo fato da fonte agregar diversos tipos de soldagem,

podendo operar com corrente contínua também. Assim, é necessário levar em conta a equação de corrente eficaz máxima determinada para este tipo de operação.

Para os interruptores do Estágio 1, a tabela 5.2 mostra que, tirando o fato da Proposta 3 possuir dois interruptores a mais (T_3 e T_4), as características de perdas e esforços dos interruptores são iguais. Isto quer dizer que para o Estágio 1 não há uma proposta mais vantajosa quanto aos esforços dos interruptores.

Tabela 5.2. – Tabela comparativa dos esforços das Propostas sobre interruptores do Estágio 1.

Parâmetros	Proposta 1	Proposta 2	Proposta 3
Tensão máxima sobre interruptores: Estágio 1	E_{\max}	E_{\max}	E_{\max}^*
Corrente eficaz máxima interruptores: Estágio 1	$I_p \cdot \sqrt{D}$	$I_p \cdot \sqrt{D}$	$I_p \cdot \sqrt{D}^*$
Perda total interruptores em condução: Estágio 1	$2 \cdot R_{ds} \cdot I_{ef \max(T_{1,2})}^2$	$2 \cdot R_{ds} \cdot I_{ef \max(T_{1,2})}^2$	$2 \cdot R_{ds} \cdot I_{ef \max(T_{1,2,3,4})}^2^*$
Perdas comutação interruptores: Estágio 1	$\frac{f_s}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{d(on)} \cdot V_{ds(off)}$	$\frac{f_s}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{d(on)} \cdot V_{ds(off)}$	$\frac{f_s}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{d(on)} \cdot V_{ds(off)}$

* - A Proposta 3 possui dois interruptores (T_3 e T_4) a mais do que as outras propostas.

Para o Estágio 2, a tabela 5.3 mostra que os esforços nos interruptores para a Proposta 2 e 3 são quase iguais, sendo a única diferença a tensão máxima sobre os interruptores S_{1b} e S_{3b} , que na Proposta 2 é o dobro do valor com relação as outras. A Proposta 1 possui a desvantagem de seus interruptores estarem operando sempre com a corrente que circula pelo arco, cujo valor eficaz máximo mostrado na tabela 5.3 é maior do que o valor para as outras propostas. Já a tensão máxima sobre os interruptores para a Proposta 1 será a máxima tensão aplicada no arco, denominada V_{amax} , que possui um valor baixo por medidas de segurança para o operador.

Na tabela 5.3, a perda $P_{comut(S1x, S2x, S3x, S4x)}$ representa as perdas por comutação geral para as três propostas, onde x representa os interruptores conforme a sua respectiva proposta (por exemplo S_{1a} para a Proposta 1 ou S_{1c} para a Proposta 3).

Tabela 5.3. – Tabela comparativa dos esforços das Propostas sobre interruptores do Estágio 2.

Proposta 1	Proposta 2	Proposta 3
$V_{\max S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a}} = V_{a \max}$	$V_{\max S_{1b}}, V_{\max S_{3b}} = 2.nE_{\max}$ $V_{\max S_{2b}}, V_{\max S_{4b}} = nE_{\max}$	$V_{\max S_{1c}, S_{2c}, S_{3c}, S_{4c}} = nE_{\max}$
$I_{ef \max(S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a})} = a.I_p$	$I_{ef \max(S_{1b}, S_{3b})} = a.I_p \sqrt{D}$ $I_{ef \max(S_{2b}, S_{4b})} = a.I_p \sqrt{(1-D)}$	$I_{ef \max(S_{1c}, S_{3c})} = a.I_p \sqrt{D}$ $I_{ef \max(S_{2c}, S_{4c})} = a.I_p \sqrt{(1-D)}$
$P_{totalcon(S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a})} = 2.R_{ds}.I_{ef \max(S_{1a}, S_{2a}, S_{3a}, S_{4a})}^2$	$P_{totalcon(S_{1b}, S_{3b})} = 2.R_{ds}.I_{ef \max(S_{1b}, S_{3b})}^2$ $P_{totalcon(S_{2b}, S_{4b})} = 2.R_{ds}.I_{ef \max(S_{2b}, S_{4b})}^2$	$P_{totalcon(S_{1c}, S_{3c})} = 2.R_{ds}.I_{ef \max(S_{1c}, S_{3c})}^2$ $P_{totalcon(S_{2c}, S_{4c})} = 2.R_{ds}.I_{ef \max(S_{2c}, S_{4c})}^2$
$P_{comut(S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x})} = \frac{f_f}{2}(t_r + t_f).I_{d(on)}.V_{ds(off)}$		

Quanto ao comportamento dos esforços nos diodos que participam das etapas de operação nas três propostas, mostradas na tabela 5.4, não se tem uma estrutura mais vantajosa do que a outra. A vantagem fica por conta da necessidade ou não da adição de diodos adicionais (diodos não intrínsecos dos interruptores).

Tabela 5.4 – Esforços dos diodos do Estágio 2 para as três propostas

Proposta 1	Proposta 2	Proposta 3
$V_{\max rev(Dr3, Dr4)} = n.E_{\max}$	$V_{\max rev(D1b, D3b)} = n.E_{\max}$	$V_{\max rev(D1c, D2c, D3c, D4c)} = n.E_{\max}$
$I_{medDr3} = Io(1-D)$ $I_{medDr4} = Io.D$	$I_{med \max(D1b, D3b)} = Io.D$ $I_{med \max(D2b, D4b)} = Io(1-D)$	$I_{med \max(D1c, D3c)} = Io.D$ $I_{med \max(D2c, D4c)} = Io.(1-D)$
$P_{con(Dr4)} = V_{TO}.I_{medDr4}$ $P_{con(Dr3)} = V_{TO}.I_{medDr3}$	$P_{con(D1b, D3b)} = V_{TO}.I_{med \max(D1b, D3b)}$ $P_{con(D2b, D4b)} = V_{TO}.I_{med \max(D2b, D4b)}$	$P_{con(D1c, D3c)} = V_{TO}.I_{med \max(D1c, D3c)}$ $P_{con(D2c, D4c)} = V_{TO}.I_{med \max(D2c, D4c)}$

5.6.3. Complexidade do comando e controle

Como dito anteriormente, a idéia é utilizar o mesmo método de controle da corrente de saída. Isto será possível ser implementado em todas as propostas desde que sejam realizadas uma boa forma de adaptar este controle com o comando que será implementado no Estágio 2.

O comando dos interruptores deverão ser todos isolados, podendo ser implementados novas propostas como o uso de transformadores de pulso ou mesmo de circuitos integrados do tipo *Boot-Strap* como o IR2110.

Ainda quanto aos circuitos de comando, a Proposta 3 apresenta a necessidade de adicionar circuitos no Estágio 1 devido a adição de dois interruptores. Isto representa uma reestruturação não somente dos circuitos de comando e “layout” como também mudanças (adaptação) no circuito de controle.

Outro fato comum em todas as estruturas apresentadas é a necessidade de realizar a comutação dos interruptores do Estágio 2 quando a corrente de saída for nula, devido a presença tanto do indutor de saída L_o quanto das indutâncias de dispersão do transformador e das indutâncias parasitas dos cabos que conectam os eletrodos à fonte de soldagem. Para isto, a corrente de saída pode ser anulada através do bloqueio nos interruptores do Estágio 2 conforme mostrado neste capítulo, ou através do bloqueio dos interruptores do Estágio 1, cuja metodologia será mostrada no Capítulo 6 deste trabalho.

5.6.4. Utilização de diodos no Estágio 2

As propostas 1 e 2 apresentam o uso de diodos extras no Estágio 2, enquanto que a Proposta 3 utiliza somente os diodos intrínsecos de cada interruptor comandado. Por tal motivo, mesmo que a Proposta 3 apresente um número maior de interruptores controláveis, tem-se uma pequena vantagem no sentido de não necessitar da adição de diodos no Estágio 2, diminuindo o número de semicondutores neste estágio.

5.6.5. Transformador utilizado

Com relação ao transformador, a única proposta que apresentou diferença neste elemento foi a Proposta 2. Para as Propostas 1 e 3 o transformador de alta frequência pode ser o mesmo já utilizado pela fonte Larry ou até mesmo o transformador projetado neste trabalho.

No transformador da Proposta 2, a construção de um transformador com dois enrolamentos secundários para este tipo de aplicação é bastante interessante, como por exemplo: ao projetar um transformador a potência de entrada é muito próxima da potência de saída (para um transformador ideal, sem perdas). Como são dois enrolamentos secundários, cada enrolamento deve estar projetado para processar a potência nominal e não somente a metade em cada enrolamento. Surge então algumas características interessantes para análise como um possível super-dimensionamento do enrolamento primário ou se estes enrolamento secundários podem ser acomodados na janela (problema de espaço) e outros. Este projeto deve ser realizado levando-se em consideração que somente um destes enrolamentos secundários estará em operação em cada etapa da corrente de saída do conversor.

5.6.6. Considerações Finais

Pelo que foi exposto neste capítulo, pôde-se verificar que as três propostas apresentadas realizam de forma satisfatória uma operação do conversor tanto para corrente de saída alternada quanto para corrente contínua. Todas as propostas apresentam formas muito similares de operação e controle.

Assim, fica difícil de identificar qual a estrutura que apresenta maiores vantagens com relação as outras. Esta escolha vai depender não somente das especificações nominais de potência do conversor (dimensionamento dos interruptores, filtros, diodos e outros) mas também da forma de realizar o controle e comando dos interruptores do Estágio 2 (uso de controladores analógicos ou digitais com micro-controladores).

Outras configurações para o conversor podem também ser implementadas, como por exemplo a configuração mostrada na Fig. 5.43 para o Estágio 2. Esta configuração mostrada

na Fig. 5.43 é uma variação da Proposta 1 pois apresenta somente uma mudança no posicionamento do indutor de saída L_o , que nesta configuração se encontra em série com a carga (arco). O seu funcionamento e características são idênticas às mostradas para a Proposta 1 e por tal motivo não foi incluída neste capítulo. Mesmo assim, esta configuração para o Estágio 2 também pode ser utilizada.

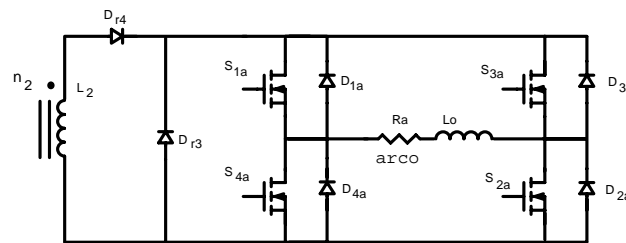


Fig. 5.43 – Configuração do Estágio 2 da Proposta 1 com mudança no posicionamento.

Capítulo 6 - Montagem e Testes dos Conversores Propostos

6.1 - Introdução

Após a apresentação e estudo das alternativas propostas para se obter uma corrente alternada na saída da fonte Larry, este capítulo apresentará os resultados práticos obtidos através da montagem de dois protótipos realizados com a ajuda do Laboratório de Soldagem – LABSOLDA da Universidade Federal de Santa Catarina.

Os protótipos montados tem por objetivo principal verificar a validade do princípio de funcionamento das estruturas propostas neste trabalho através da análise das formas de ondas obtidas durante os ensaios. Para realizar esta montagem e seus respectivos testes, optou-se por operar com uma potência baixa na saída através da aplicação de uma tensão baixa na entrada do protótipo, em torno de 60V.

6.2. Considerações Iniciais

Este trabalho tem como um dos objetivos principais propor alternativas para agregar à fonte de soldagem uma corrente alternada na saída da máquina. Para isto, algumas topologias possíveis foram propostas, acompanhadas das suas respectivas etapas de funcionamento e simulação. Comprovada a funcionalidade das estruturas propostas através da simulação, foi possível obter resultados experimentais de duas destas estruturas através da montagem de protótipos.

Como dito anteriormente, o objetivo da montagem é verificar a validade da estrutura e não realizar um projeto completo de uma nova estrutura. Por tal motivo, a montagem dos protótipos consistiram na união entre a fonte Larry, a topologia proposta na configuração dos interruptores do Estágio 2 e a forma de realizar o comando dos interruptores para o Estágio 2.

A fonte Larry ofereceu toda a estrutura para o Estágio 1, além do circuito de controle já

implementado, sensor de corrente e proteção para os interruptores T_1 e T_2 . Na saída da fonte Larry foi adicionada a configuração dos interruptores do Estágio 2. A interface que faz a união destas duas partes (Larry e topologia proposta) é constituída por um micro-computador PC, que utiliza para isto a sua porta paralela e um programa em linguagem C desenvolvido pelo LABSOLDA para esta montagem segundo a lógica de comando definida no presente trabalho.

A estrutura montada pode ser representada através do diagrama de blocos mostrado na Fig. 6.1. Nesta Fig. 6.1 é possível observar inicialmente que, devido ao fato da estrutura funcionar nestes testes para uma potência baixa na saída, a saída é colocada em curto.

Dentro do bloco TOPOLOGIA PROPOSTA estão os interruptores e diodos do Estágio 2, que estão ligados a quatro circuitos, representado nesta Fig. 6.1 pelo bloco COMANDOS. Estes circuitos são responsáveis pelo comando (condução e bloqueio) dos interruptores.

A ordem de comando dos interruptores é realizada através do uso da porta paralela de um microcomputador PC, que utiliza quatro vias desta porta para enviar ao bloco COMANDO os sinais de GATE para cada interruptor. Este PC também utiliza duas vias da porta paralela para fazer interface com o controle da Larry. Uma destas duas vias é responsável por transmitir ao controle o tipo de corrente de referência I_{o_ref} e a outra via é responsável em obter a leitura de um bit gerado pelo circuito do sensor de corrente para saber o instante em que I_o se anula, processo esse que será explicado melhor a seguir.

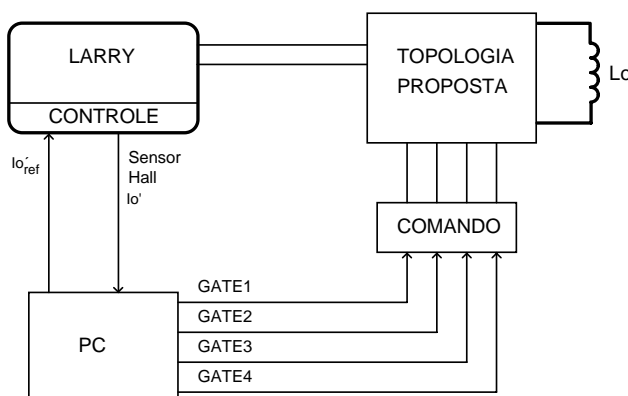


Fig. 6.1 – Diagrama de blocos da estrutura do protótipo montada para testes.

Os interruptores utilizados na montagem foram do tipo MOSFETs, sendo os mesmos interruptores já utilizados no Estágio 1 da fonte de soldagem e, por tal motivo, os circuitos de comando são idênticos aos já utilizados pelos interruptores no Estágio 1. Isto também foi realizado com os diodos na montagem da Proposta 2, que são os mesmos utilizados pela fonte Larry. Isto foi realizado devido ao fato de que o objetivo era somente verificar a viabilidade operacional e também devido ao tempo disponível.

6.3. Técnica de comutação e controle utilizados

As topologias do Estágio 2 foram planejadas para possibilitar o uso de toda a estrutura do controle da corrente de saída I_o já existente na fonte Larry, cuja explicação básica de funcionamento foi apresentada no Capítulo 2 deste trabalho. A utilização do mesmo circuito de controle é possível devido ao fato do Estágio 1 ser o responsável apenas pela transferência de potência para a carga, ficando para os interruptores do Estágio 2 somente a função de oferecer caminho em ambas as polaridades (positiva e negativa) da corrente de saída I_o . Assim, a funcionalidade e controle do Estágio 1 podem ser utilizados de forma idêntica, salvo alguns ajustes necessários que as estruturas propostas impõe.

Durante a concepção da montagem dos protótipos, verificou-se que a maneira mais prática e segura de realizar a transição da corrente de saída é através do bloqueio dos interruptores do Estágio 1 (T_1 e T_2). Pelo fato da estrutura de controle no Estágio 1 já estar montada, é mais prático na montagem anular a corrente de saída através do bloqueio de T_1 e T_2 . Outro motivo que levou a optar por este processo é o fato dos interruptores utilizados no Estágio 2 não estarem devidamente dimensionados nesta montagem por motivos já expostos, o que deixou uma margem de dúvidas no seu comportamento, caso simplesmente os interruptores do Estágio 2 fossem bloqueados, ainda mais com a presença de indutâncias de dispersão.

O princípio de funcionamento dos comandos dos interruptores para o momento da transição da corrente de saída é realizado da seguinte forma: no instante em que o programa manda inverter a polaridade da corrente de saída, uma ordem de comando é enviada para

bloquear os interruptores T_1 e T_2 . Esta corrente I_o irá decrescer até atingir um valor quase nulo. Somente após a anulação desta corrente é que os de interruptores do Estágio 2 são bloqueados. Um tempo de segurança ainda é imposto (chamado de tempo morto t_m) antes de comandar a conduzir o outro par do Estágio 2 responsável pela corrente invertida na saída. Somente após estar comandado a conduzir os outros interruptores é que os interruptores T_1 e T_2 voltam a conduzir, transferindo a potência para a saída.

Outra tarefa necessária na montagem do protótipo foi fazer um circuito retificador para obter a leitura da corrente no sensor de efeito Hall da corrente de saída para ambas as polaridades. Isto porque o sensor de corrente opera enviando um sinal que é comparado com o sinal da corrente de referência. Este circuito foi projetado somente para a leitura de corrente positiva. No intervalo de tempo em que a corrente inverte de sentido o controle não conseguirá interpretar o valor negativo. Para que fosse possível obter a leitura correta deste sensor pelo circuito de controle quando a corrente for negativa é necessário que o sinal de leitura seja retificado.

6.4. Montagem do conversor para a Proposta 2.

6.4.1. Características gerais

Das três propostas apresentadas, a Proposta 2 foi a primeira escolhida para ser montada devido ao fato de não ser necessária a mudança no Estágio 1 com relação aos interruptores e por apresentar um maior interesse quanto ao seu desempenho durante a operação com uma corrente alternada na saída.

Para o transformador de alta frequência, a Proposta 2 apresentada no Capítulo 5 deste trabalho apresenta um transformador com dois enrolamentos secundários (n_2 e n_3). Para a montagem final da máquina, será necessário o projeto de um novo transformador, mas para a montagem do protótipo nesta etapa do trabalho, foram utilizados dois transformadores iguais ao transformador utilizado pela fonte devido a limitação de tempo disponível para o término do trabalho. Para isto, basta unir os dois enrolamentos primários deste transformador em paralelo, conforme mostra a Fig. 6.2, e criar um ponto comum nos enrolamentos secundário e

duas saídas para os enrolamentos n_2 e n_3 . Isto é possível devido ao fato de que somente um dos enrolamentos secundário irá operar durante cada meio ciclo da corrente alternada. Por exemplo, para uma corrente de saída positiva somente o enrolamento secundário n_2 fica em operação e para esta mesma corrente de saída negativa, somente o enrolamento secundário n_3 fica em operação, sendo que nunca os dois enrolamentos operam juntos.

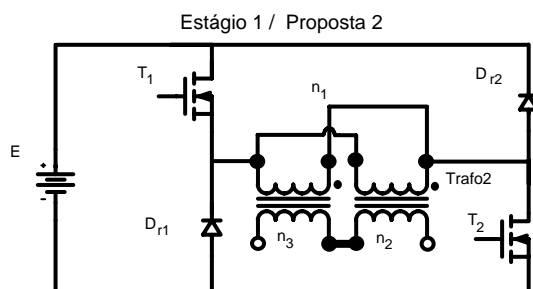


Fig. 6.2 – Forma com que o transformador Trafo2 foi montado a partir de dois transformadores simples já utilizados pela fonte de soldagem

A estrutura montada para a Proposta 2 pode ser vista na Fig. 6.3.

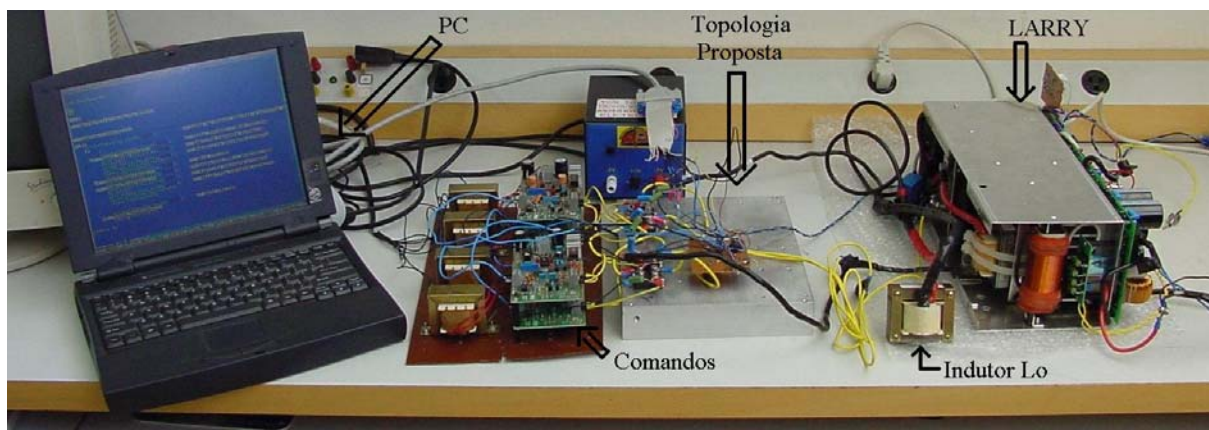


Fig. 6.3 – Fotografia do protótipo montado para a Proposta 2.

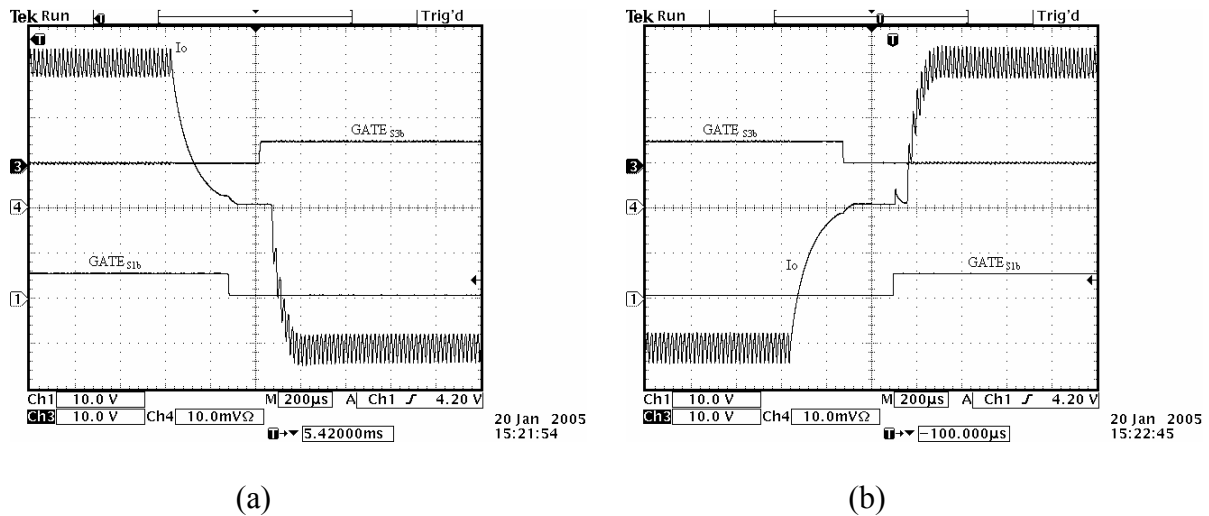
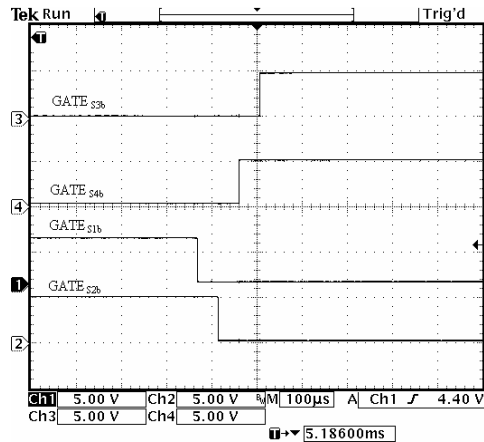
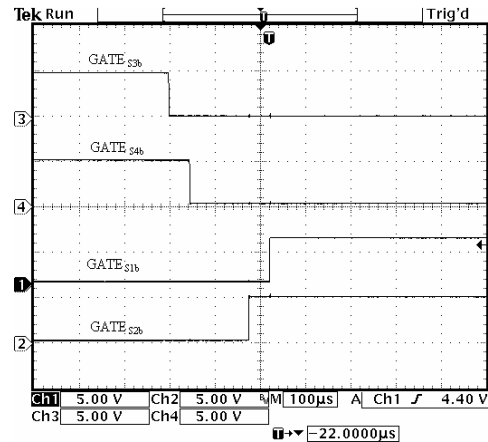


Fig 6.5. – Intervalos de transição da corrente de saída I_o (5A/div) e tensão de comandos $GATE_{S1b}$ e $GATE_{S3b}$ dos interruptores (10V/div).

Outros sinais interessantes para a análise são os sinais de comando GATE enviados pelo programa através do PC para os circuitos de cada interruptor. Estes comandos podem ser vistos na Fig. 6.6. Mais uma vez, optou-se em mostrar o intervalo de tempo em que a corrente de saída muda de polaridade para poder visualizar a técnica de comando utilizada nos interruptores. Observa-se que os bloqueios dos interruptores ocorrem sempre no instante em que a corrente de saída é quase nula. Esta característica pode ser observada de forma mais clara na Fig. 6.7 que mostra, além da corrente I_o , os sinais GATE para os interruptores S_{1b} e S_{2b} e ainda o sinal OPEN responsável pelo bloqueio dos interruptores T_1 e T_2 . Nota-se através da Fig. 6.7 que enquanto o sinal OPEN estiver com nível alto, os interruptores T_1 e T_2 permanecem bloqueados e a corrente I_o permanece nula. Também é possível observar que o comando do interruptor responsável pela etapa de roda-livre (S_{2b}) é comandado antes do interruptor S_{1b} e permanece neste estado por um maior intervalo de tempo do que o comando deste interruptor S_{1b} .



20 Jan 2005
15:35:16

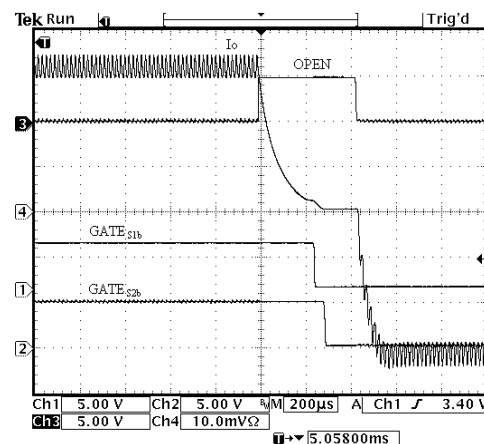


20 Jan 2005
15:36:09

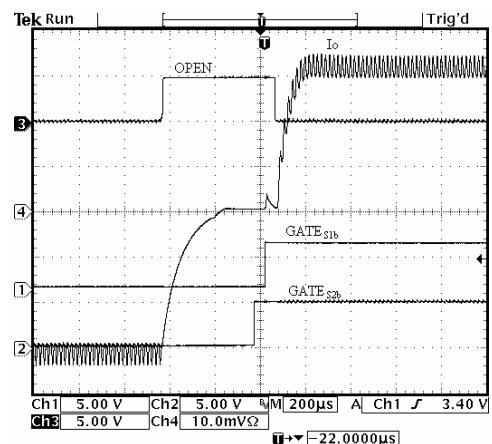
(a)

(b)

Fig. 6.6 - Sinais de comando GATE para os interruptores do Estágio 2 para os intervalos de transição da corrente de saída I_o .



20 Jan 2005
15:44:35



20 Jan 2005
15:44:02

Fig. 6.7 - Sinais de comando GATE para os interruptores S_{1b} e S_{2b} (5V/div), corrente de saída I_o (5A/div) e sinal OPEN (5V/div).

O comportamento da corrente e da tensão sobre o interruptor S_{1b} pode ser visto na Fig. 6.8. Os níveis baixos de corrente e de tensão, como já dito anteriormente, são aplicados para que se pudesse verificar o funcionamento da estrutura e do comando. Somente após a correta especificação dos interruptores para valores nominais de operação é que testes com níveis mais elevados poderão ser realizados.

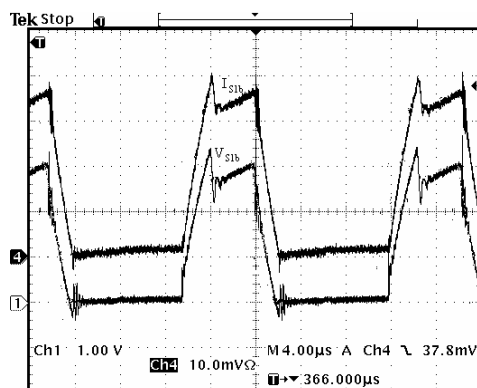


Fig. 6.8 – Tensão (1V/div) e corrente (5A/div) sobre o interruptor S_{1b} .

6.5. Montagem do conversor para a Proposta 1.

6.5.1. Características Gerais

O segundo protótipo montado foi o conversor mostrado na Proposta 1. Esta estrutura também utiliza os mesmos componentes mostrados na Fig. 6.1. A escolha pela montagem da Proposta 1 foi realizada pelo fato de ser uma estrutura que mantém o Estágio 1 e o mesmo transformador utilizado atualmente na fonte Larry. Nesta estrutura, também são mantidos os diodos D_{r3} e D_{r4} e após o filtro de saída L_o , quatro interruptores operam com corrente e tensão de saída da máquina (Fig. 5.5). A facilidade na montagem desta estrutura também foi levada em consideração.

A metodologia para anular a corrente de saída durante sua transição, através do bloqueio dos interruptores do Estágio 1, também foi mantida.

6.5.2. Resultados obtidos

Mantendo-se os níveis baixos de corrente e de tensão para os ensaios, os resultados foram obtidos através do uso de sondas de corrente e de tensão, acopladas em um osciloscópio.

A forma de onda da corrente de saída I_o pode ser vista na Fig. 6.9. Tem-se nesta figura as características desta corrente simétrica com frequência próxima a 100Hz.

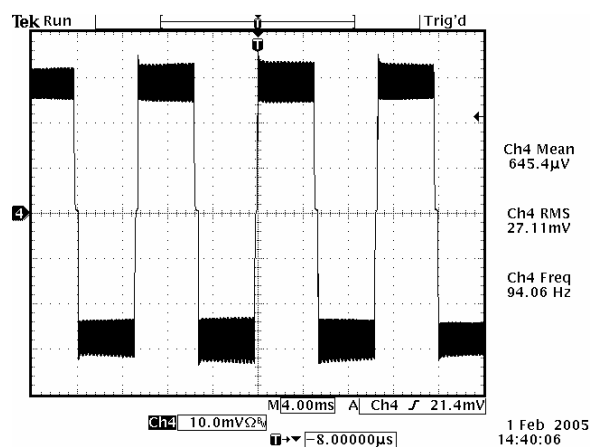


Fig. 6.9 – Corrente de saída I_o obtida no protótipo da Proposta 1 (5A/div).

O intervalo da transição da corrente pode ser vista na Fig. 6.10, juntamente com os sinais de comando Gate dos interruptores S_{1a} e S_{3a} . A metodologia de bloquear os interruptores do Estágio 1 antes do bloqueio dos interruptores do Estágio 2 pode ser vista também através da Fig. 6.10.

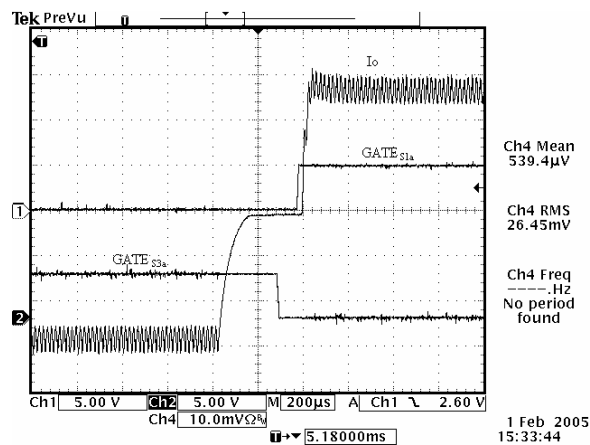


Fig. 6.10. – Intervalos de transição da corrente de saída I_o (5A/div) e tensão de comandos $GATE_{S1a}$ e $GATE_{S3a}$ dos interruptores (5V/div).

Como nesta estrutura são mantidos os diodos D_{r3} e D_{r4} , tem-se a Fig. 6.11 que mostra a tensão e a corrente sobre o diodo de roda-livre D_{r3} .

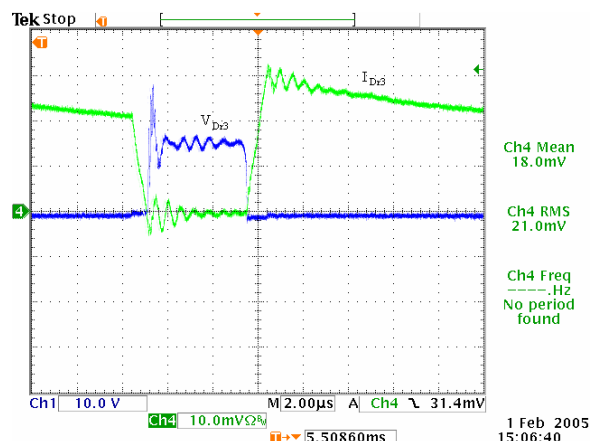


Fig. 6.11 – Tensão V_{Dr3} (10V/div) e corrente I_{Dr3} (5A/div) sobre o diodo de roda-livre D_{r3} .

A análise do comportamento dos interruptores do Estágio 2 durante a operação pode ser feita através da Fig. 6.12 que mostra a tensão no interruptor S_{1a} e a corrente de saída. Nota-se nesta figura que durante a etapa em que a corrente I_o é negativa, ocorrem sobretensões sobre os terminais deste interruptor. Estas sobretensões são mostradas com mais detalhes na Fig. 6.13. Já na Fig. 6.14, estes mesmos parâmetros são mostrados para o instante em que a corrente de saída é positiva.

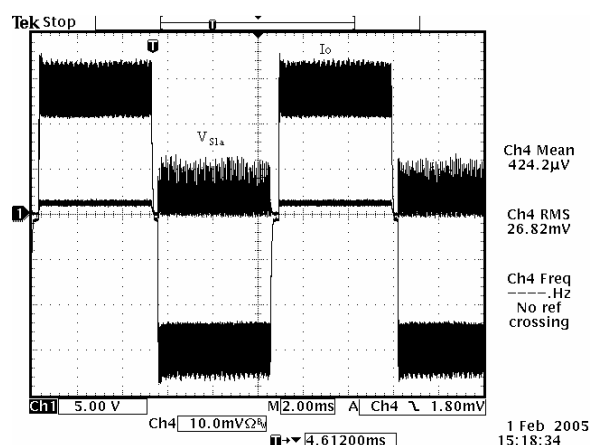


Fig 6.12 – Tensão sobre o interruptor S_{1a} (5V/div) e corrente I_o (5A/div).

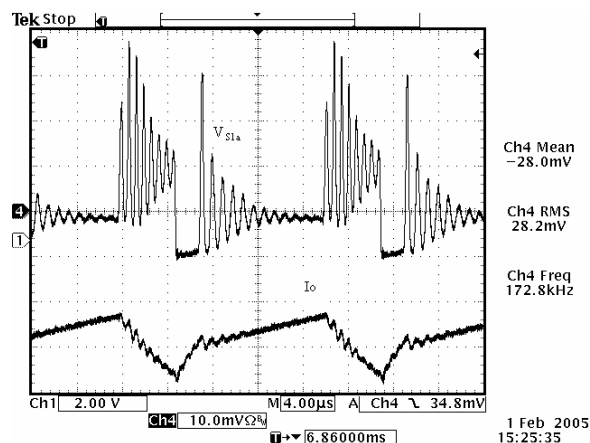


Fig 6.13 – Tensão sobre o interruptor S_{1a} (2V/div) e corrente I_o (5A/div).

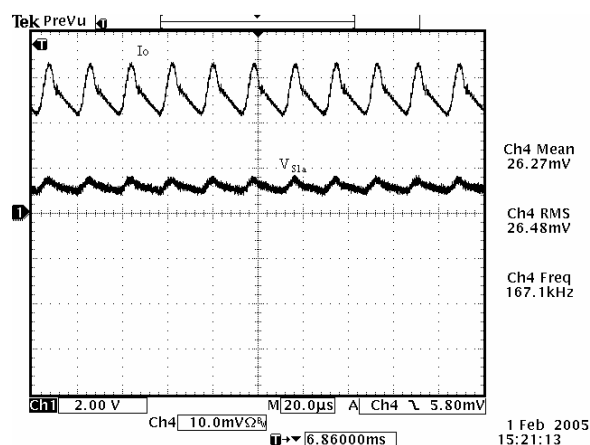


Fig 6.14 – Tensão sobre o interruptor S_{1a} (2V/div) e corrente I_o (5A/div).

6.6. Análise dos resultados e conclusões

Uma análise das formas de onda da corrente da saída para as duas propostas montadas neste capítulo leva a concluir que o comportamento esperado para esta corrente foi satisfatório. Os intervalos de transição desta corrente observados em ambos os protótipos foram configurados através do “software” para intervalos de tempos grandes para garantir a segurança de operação dos interruptores do Estágio 2, que somente comutavam com esta corrente nula, como por exemplo o comportamento mostrado na Fig 6.5. Para o processo de

soldagem, este tempo pode ser diminuído para que a transição da corrente seja realizada de forma mais rápida. Porém, como já foi observado anteriormente neste trabalho, esta transição deve ser analisada de forma mais criteriosa devido a possibilidade da extinção do arco.

Como o Estágio 1 não apresenta novidade no seu comportamento, as formas de onda para este estágio não são apresentadas neste trabalho, ficando apenas a análise para o Estágio 2.

Com relação à metodologia implementada nas montagens para a comutação dos interruptores, pôde-se verificar que a idéia de realizar o bloqueio dos interruptores do Estágio 1 mostrou ser uma boa alternativa, pois garante a anulação da corrente nos intervalos de transição. Esta metodologia também oferece uma maior facilidade na adaptação do controle utilizado na Larry com o comando para o Estágio 2. Um dos motivos para esta maior facilidade é o fato de que se o bloqueio dos interruptores na transição da corrente I_o fosse realizado somente no Estágio 2 (isto é permitido em ambas as estruturas conforme mostram os resultados da simulação no Capítulo 5), seria necessário uma monitoração da corrente para garantir que este bloqueio ocorra somente durante a etapa de roda-livre no Estágio 1. Caso o bloqueio ocorra durante a etapa de transferência de potência da entrada para a carga, ocorrerá sobretensão elevada nos interruptores, destruindo o mesmo.

A utilização do micro-computador nos testes possibilitou o uso de software para comandar os interruptores do Estágio 2 de forma mais flexível, facilitando a mudança da estratégia de comando quando necessário.

Assim, dos resultados obtidos para os dois protótipos, pode-se afirmar que as estruturas propostas podem ser utilizadas para agregar a fonte de soldagem a característica de corrente alternada na saída, ampliando a capacidade dos processos de soldagem da máquina.

As adaptações necessárias para que o conversor possa operar com potência nominal requer uma especificação dos interruptores para os níveis nominais de corrente e de tensão. Sua implementação em soldagem requer um estudo mais aprofundado, principalmente no intervalo de transição da corrente devido a possível necessidade de um circuito para reacender o arco, uma vez que este se extingue quando a corrente se anula.

Conclusão Geral

Inicialmente, pelo que foi apresentado no decorrer deste trabalho, pode-se concluir que os objetivos principais foram atingidos não somente através de simulação mas também através da montagem de protótipos e de testes, tanto para o transformador quanto para os conversores.

a) Transformador de alta frequência.

A análise completa do funcionamento da fonte de soldagem estudada neste trabalho através do Capítulo 2, possibilitou realizar um estudo das características especiais que o transformador deve suprir durante seu funcionamento, assim como serviu de base para se desenvolver uma metodologia de projeto para transformadores destinados a fontes de Soldagem ou aplicações afins.

O processo de caracterização das indutâncias relevantes do transformador apresentado no Capítulo 3, além de servir para quantificar os valores de indutâncias, permitiu se obter uma comparação destes valores entre os protótipos montados durante o trabalho. Ressalta-se que os métodos propostos para a medição das indutâncias próprias e indutâncias de dispersão são métodos válidos cuja incerteza dos resultados dependerá dos instrumentos de medidas utilizados durante estes testes.

Quanto ao projeto do transformador, foi possível estabelecer uma metodologia de projetos capaz de suprir as exigências de potência e de elevação de temperatura durante a operação. Para isto, foram realizadas algumas considerações mostradas no Capítulo 3 que não são encontradas na literatura, uma vez que a aplicação em soldagem possui características de funcionamento específicas, que devem ser supridas pelo transformador.

A montagem dos protótipos mostrou a influência que a forma de bobinagem tem sobre a indutância de dispersão. Isto ficou comprovado nos ensaios realizados com diferentes formas de bobinagem e de condutor para um mesmo projeto. Inicialmente, esperava-se que o projeto com o condutor laminar apresentasse uma dispersão menor devido ao melhor acoplamento

entre as camadas que a geometria deste condutor permite. Porém, através de uma bobinagem mais cuidadosa com o protótipo que utiliza condutores cilíndricos sólidos, foi possível obter um desempenho satisfatório, com no mínimo o mesmo desempenho.

De todos os resultados obtidos, a constatação mais significativa foi a não necessidade de se realizar o projeto e construção do transformador com condutor laminar para a fonte utilizada neste trabalho. Isto não quer dizer que o projeto com o condutor laminar não é válido, até porque o transformador utilizado atualmente pela fonte possui este condutor de forma satisfatória. Mas devido a uma maior facilidade na montagem, aliado a não necessidade de fazer junções entre os enrolamentos e ao custo menor devido a grande disponibilidade no mercado, o fio condutor cilíndrico sólido representa uma melhor opção quando comparado com o condutor laminar nos aspectos construtivos.

Partindo-se das atividades realizadas neste trabalho para transformador, surgem sugestões para futuros trabalhos. Uma proposta interessante é a realização do projeto do transformador buscando a utilização de outros tipos de materiais do núcleo. Também pode-se estudar a possibilidade de se construir transformadores com outras técnicas e formas de bobinagem.

Outra sugestão interessante é o projeto e estudo do transformador utilizado na Proposta 2, que apresenta uma estrutura diferenciada para a máquina.

b) Conversores Propostos para obter corrente I_o alternada.

Pelo que foi exposto neste Capítulo 5, todas as propostas apresentam similaridade quanto ao seu funcionamento e controle. Esta similaridade de funcionamento foi mostrada através das etapas de operação e pela determinação dos esforços e perdas nos semicondutores.

As três propostas sugeridas neste trabalho para obter uma corrente alternada na saída apresentaram bons resultados em simulação e são capazes de fazer com que a corrente de saída da máquina possa ser tanto contínua como alternada.

Ao realizar uma análise das três estruturas propostas, pode-se concluir que além da similaridade de funcionamento, cada estrutura pode possuir desvantagem ou vantagem conforme o aspecto observado.

Ao realizar a montagem de protótipos de dois dos conversores propostos, pode-se verificar a validade da estrutura e a forma de comando dos interruptores que realizam o bloqueio e condução no Estágio 2 somente após a corrente de saída se anular devido ao bloqueio dos interruptores do Estágio 1. Estes protótipos puderam ser montados através da adaptação do sistema com um microcomputador, possibilitando com isto, uma versatilidade maior dos comandos dos interruptores e das adaptações descritas no Capítulo 6.

Embora os ensaios com os protótipos tenham sido realizados para uma operação com uma corrente de saída baixa (em torno de 15A), pôde-se constatar que é possível usar estes tipos de estruturas na fonte de soldagem.

Isto porque a maioria das fontes de soldagem, possuem a exigência de características de fontes de corrente, que os conversores apresentados possuem. As demais exigências, como potência e corrente, irão determinar os interruptores a serem utilizados. Os circuitos de controle do arco são tecnologias adicionais agregadas à máquina, próprias de cada fabricante de fontes de soldagem.

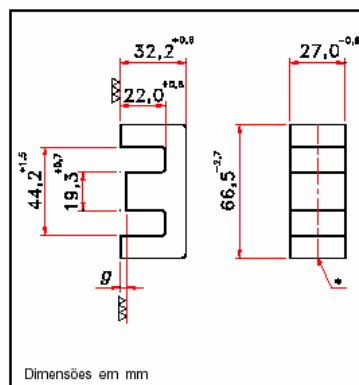
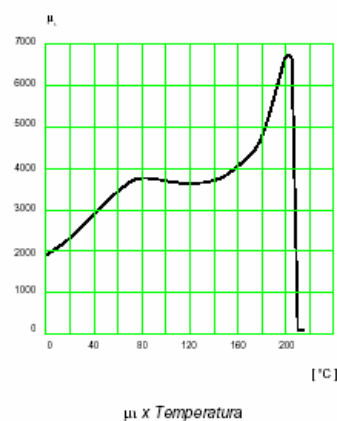
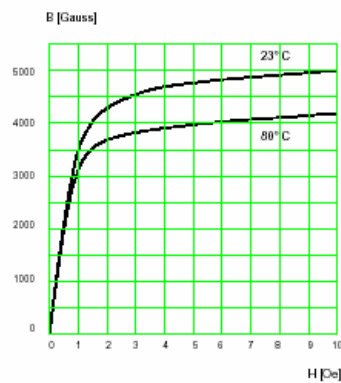
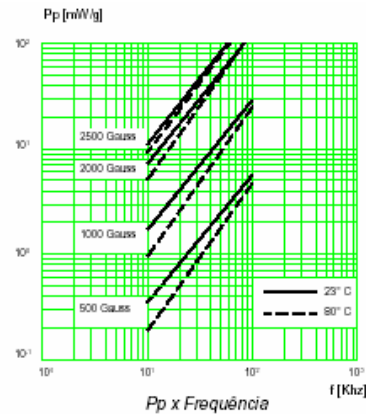
Como sugestões para atividades futuras tem-se:

- Uso de microcontroladores para efetuar o comando dos interruptores através de software, diminuindo o tamanho da estrutura;
- Utilizar os interruptores RB-IGBT para este tipo de aplicação assim que os mesmos estiverem disponíveis para níveis altos de corrente;
- Estudar o comportamento dos esforços nos semicondutores aplicados na operação de soldagem, para definir de forma mais específica circuito grampeador ou *snubbers*.
- Estudar o momento de transição da corrente da saída no processo de soldagem, afim de estabelecer tempos corretos de condução e bloqueio dos interruptores, bem como a análise da possível necessidade de um circuito de re-ignição do arco.

ANEXOS

ANEXO 1 – Catálogo do Núcleo NEE65/26 – IP12R –Thornton

MATERIAL : <i>IP 12R</i>			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_i	23° C	2100 \pm 25%	
B	15 Oe , 23° C	5100	Gauss
P_p	2000 Gauss 20 KHz , 80° C	20	mW / g
T_c		\geq 210	°C
ρ		4800	Kg / m ³



PARÂMETROS EFETIVOS DO NÚCLEO		
Fator do Núcleo ϵ/λ	0,28	mm ⁻¹
Comprim. Efetivo l_e	147,0	mm
Área Efetiva A_e	532,0	mm ²
Área Mínima A_{min}		mm ²
Volume Efetivo V_e	76500,0	mm ³
Peso Aprox. (pe)	193,5	g

Anexo 2 -Planilha de Cálculo para o Transformador Condutor Laminar

Especificações iniciais adotadas para projeto

$V_d := 1 \text{ V}$	- Queda tensão nos diodos
$R_{ds} := 0.15 \Omega$	- Resistência do Mosfet em condução
$\eta_{conv} := 0.9$	- Rendimento do conversor
$V_o := 24 \text{ V}$	- Tensão média de saída
$\alpha := 0.5 \%$	- Regulação
$I_o := 110 \text{ A}$	- Corrente média de saída
$f_T := 60000 \text{ Hz}$	- Frequência de operação do transformador
$D_{oper} := 0.45$	- Razão Cíclica de operação
$k_w := 0.32$	- Fator de utilização da janela do núcleo.
$k_p := 0.41$	- Fator de utilização do primário.
$J_{max} := 450 \text{ A/cm}^2$	- Densidade máxima inicial de corrente considerada
$\Delta B_{max} := 0.15$	- Excursão máxima da densidade de fluxo magnético
$T_a := 25 \text{ }^\circ\text{C}$	- Temperatura ambiente
$P_o := I_o \cdot (V_o + V_d)$	<div>$P_o = 2.75 \times 10^3$</div> W - Potencia de saída
$P_{inmax} := \frac{P_o}{\eta_{conv}}$	<div>$P_{inmax} = 3.0556 \times 10^3$</div> W - Potência máxima de entrada do conversor.
$V_{inmin} := 292.72 \text{ V}$	- Tensão de entrada mínima
$V_{inmax} := 308.12 \text{ V}$	-Tensão de entrada máxima

Definição do Núcleo

$$A_e \cdot A_w = \frac{D_{oper} \cdot P_{inmax} \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot \Delta B_{max} \cdot J_{max} \cdot f_s} \text{ cm}^4 \quad - \text{ Produto das áreas do transformador}$$

$$A_e A_w := \frac{D_{oper} \cdot P_{inmax} \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot \Delta B_{max} \cdot J_{max} \cdot f_T} \quad \boxed{A_e A_w = 25.877} \text{ cm}^4 \quad - \text{Produto das áreas obtida através dos dados considerados}$$

Fabricante Thornton Inpec Eletrônica Ltda Modelo NEE-65/26

$$A_e := 5.211 \text{ cm}^2 \quad - \text{Área efetiva da perna central do núcleo}$$

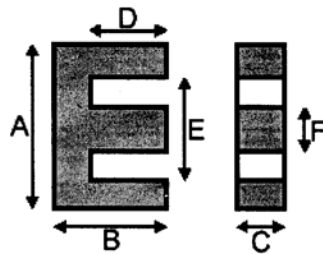
$$A_w := 5.4748 \text{ cm}^2 \quad - \text{Área da janela do núcleo}$$

$$\boxed{A_e \cdot A_w = 28.5292} \text{ cm}^4 \quad - \text{Produto das áreas do transformador}$$

$$F := 1.93 \text{ cm}$$

$$C := 2.7 \text{ cm}$$

$$E := 4.42 \text{ cm}$$



Fabricante: Thornton			
Combinação: E-E			
Carretel: Thornton E65/26			
A = 66,5	mm	E = 44,2	mm
B = 32,2	mm	F = 19,3	mm
C = 27	mm	H =	mm
D = 22	mm	M =	mm
Ae = 521,1	mm2	Wa = 547,48	mm2

$$MLT := 2 \cdot \left[(F + C) + 3.14 \left(\frac{E - F}{2} \right) \right] \quad - \text{Comprimento médio de uma espira}$$

$$\boxed{MLT = 17.0786} \text{ cm}$$

$$\boxed{V_e := 78.2} \text{ cm}^3 \quad - \text{Volume efetivo do núcleo}$$

Material utilizado IP12R:

$$\boxed{C_m := 7.9292 \cdot 10^{-3}}$$

$$\boxed{x := 1.4017}$$

$$\boxed{y := 2.3294}$$

Cálculo das Características do primário e do secundário

Cálculo da densidade de corrente usando $K_w=0,32$:

$$J := \frac{2 \cdot P_{inmax} \cdot \sqrt{D_{oper} \cdot 10^4}}{\Delta B_{max} \cdot f_T \cdot A_e \cdot A_w \cdot k_w} \quad \boxed{J = 498.9357} \text{ A/cm}^2$$

Cálculo da corrente de entrada do conversor:

$$I_{in} := \frac{P_{inmax}}{V_{inmin}} \quad \boxed{I_{in} = 10.4385} \text{ A}$$

Corrente eficaz no primário:

$$I_{prms} := \frac{I_{in}}{\sqrt{D_{oper}}} \quad \boxed{I_{prms} = 15.5608} \text{ A}$$

Corrente eficaz do secundário:

$$I_{s\text{rms}} := I_o \cdot \sqrt{D_{\text{oper}}} \quad \boxed{I_{s\text{rms}} = 73.7902} \text{ A}$$

Tensão sobre o enrolamento primário:

$$V_p := V_{\text{inmin}} - 2 \cdot (I_{\text{in}} \cdot R_{\text{ds}}) \quad \boxed{V_p = 289.5885} \text{ V}$$

Tensão sobre o enrolamento secundário:

$$V_s := \left(\frac{V_o + V_d}{D_{\text{oper}}} \right) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right) \quad \boxed{V_s = 55.8333} \text{ V}$$

Cálculo da área do fio requerido no primário:

$$A_{\text{wp}} := \frac{I_{\text{prms}}}{J} \quad \boxed{A_{\text{wp}} = 0.0312} \text{ cm}^2$$

Cálculo da área do fio requerido no secundário

$$A_{\text{ws}} := \frac{I_{\text{s rms}}}{J} \quad \boxed{A_{\text{ws}} = 0.1479} \text{ cm}^2$$

Cálculo do Numero de espiras do primario:

$$n_{1a} := \text{round} \left(\frac{V_p \cdot D_{\text{oper}} \cdot 10^4}{f_T \cdot A_e \cdot \Delta B_{\text{max}}} \right) \quad \boxed{n_{1a} = 28}$$

Cálculo do número de espiras do secundário:

$$n_{2a} := \text{round} \left(\frac{n_{1a} \cdot V_s}{V_p} \right) \quad \boxed{n_{2a} = 5}$$

Calculo da relação de transformação para estes valores:

$$a_1 := \frac{n_{1a}}{n_{2a}} \quad \boxed{a_1 = 5.6}$$

Caso a relação de transformação não satisfaz as especificações desejadas, são adotados novos valores do número de espiras, como por exemplo:

$$\boxed{n_1 := 15}$$

- número de espiras do primário

$$\boxed{n_2 := 4}$$

- número de espiras do secundário

$$a := \frac{n_1}{n_2}$$

$$\boxed{a = 3.75}$$

- Relação de transformação

Especificações dos Fios condutores

Diâmetro ideal do condutor elementar para Fio cilíndrico.

Considerando o efeito pelicular:

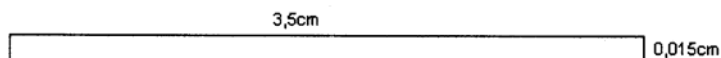
$$C_T := 7.5 \text{ cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}} \quad - \text{ Constante para cobre a } 100^\circ\text{C}$$

$$\delta := \frac{C_T}{\sqrt{f_T}} \quad \delta = 0.0306 \text{ cm} \quad - \text{ Profundidade de penetração da corrente}$$

$$d_{ok} := 2 \cdot \delta \quad d_{ok} = 0.0612 \text{ cm} \quad - \text{ Diâmetro ideal do condutor elementar}$$

OBS = Como o condutor agora é do tipo laminar, será considerado a espessura do fio e não o diâmetro. Como vai ser utilizado um condutor que tenha uma largura máxima de 3,5cm, pode-se determinar a área da seção ideal.

Também é importante observar que será forçado o uso do condutor laminar disponível no laboratório, cujas dimensões são:



Como somente se tem disponíveis a área e o diâmetro (espessura do fio) do condutor laminar que será utilizado, através da área de cobre serão obtidos os demais dados do condutor usando os dados de um fio cilíndrico com área equivalente. Neste caso, o fio AWG10, cujo área de cobre é $0,0526\text{cm}^2$. Os valores de resistividade estão descritos nas tabelas de fornecedores e para área com fio laminar isolado, acrescentamos área do cobre nú mais a área do isolamento utilizando a fita TECTAPE 156 (130°C , 5000V e espessura $0,055\text{mm}=0,0055\text{cm}$).

Com esta fita utilizada para isolamento, tem então as seguintes dimensões: $0,0055\text{cm} \times 3,5\text{cm}$. Isto resulta em uma área de $0,01925\text{cm}^2$. Assim a área do condutor laminar mais o isolamento é de $0,07175\text{cm}^2$.

$$S_{fio1} := 0.0525 \text{ cm}^2 \quad - \text{ Área da seção transversal do fio escolhido}$$

$$S_{fio1iso} := 0.07175 \text{ cm}^2 \quad - \text{ Área do condutor com isolamento}$$

$$\rho_{100^\circ\text{C}fio1} := 0.000044 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad - \text{ Resistividade/cm para este fio a } 100^\circ\text{C}$$

$$d_{fio1} := 0.072 \text{ cm} \quad - \text{ Espessura do fio condutor}$$

Cálculo no número de condutores elementares requeridos no primário:

$$n_{pfio1} := \text{round} \left(\frac{A_{wp}}{S_{fio1}} \right) \quad \boxed{n_{pfio1} = 1}$$

Cálculo no número de condutores elementares requeridos no secundário:

$$n_{sfio1} := \text{round} \left(\frac{A_{ws}}{S_{fio1}} \right) \quad \boxed{n_{sfio1} = 3}$$

Cálculo da nova resistividade para o fio condutor:

$$\sigma_{pfio1} := \frac{\rho_{100^\circ\text{Cfio1}}}{n_{pfio1}} \quad \boxed{\sigma_{pfio1} = 4.4 \times 10^{-5}} \quad \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Para o primário}$$

$$\sigma_{sfio1} := \frac{\rho_{100^\circ\text{Cfio1}}}{n_{sfio1}} \quad \boxed{\sigma_{sfio1} = 1.4667 \times 10^{-5}} \quad \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Para o secundário}$$

Cálculo da resistência do enrolamento primário:

$$R_p := MLT \cdot n_1 \cdot \sigma_{pfio1} \quad \boxed{R_p = 0.0113} \quad \Omega$$

Cálculo da resistência do enrolamento secundário:

$$R_s := MLT \cdot n_2 \cdot \sigma_{sfio1} \quad \boxed{R_s = 1.0019 \times 10^{-3}} \quad \Omega$$

Fator de utilização da janela

$$A_{totfio1} := \frac{n_1 \cdot n_{pfio1} \cdot S_{fio1iso} + n_2 \cdot n_{sfio1} \cdot S_{fio1iso}}{0.7} \quad \boxed{A_{totfio1} = 2.7675} \text{ cm}^2 \quad \text{- Área total ocupada pelos enrolamentos}$$

$$\begin{aligned} A_w &= 5.4748 \text{ cm}^2 && \text{- Área da janela} \\ A_c &:= 1.5548 \text{ cm}^2 && \text{- Área do carretel} \\ A_{wef} &:= A_w - A_c && A_{wef} = 3.92 \text{ cm}^2 \quad \text{- Área efetiva da janela} \end{aligned}$$

$$K_u := \frac{A_{totfio1}}{A_w} \cdot 100 \quad \boxed{K_u = 50.5498} \% \quad \text{- Fator de ocupação considerando } A_w$$

$$F_u := 100 \frac{A_{totfio1}}{A_{wef}} \quad \boxed{F_u = 70.5995} \% \quad \text{- Fator de ocupação considerando } A_{wef}$$

Determinação das Perdas e Elevação de Temperatura

Cálculo da resistência térmica do núcleo:

$$R_T := 59.3 \cdot (V_e)^{-0.54} \quad R_T = 5.6328 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Perdas no cobre no enrolamento primário:

$$P_{Cup} := I_{prms}^2 \cdot R_p \quad P_{Cup} = 2.7294 \text{ W}$$

Perdas no cobre no enrolamento secundário:

$$P_{Cus} := I_{srms}^2 \cdot R_s \quad P_{Cus} = 5.4556 \text{ W}$$

Perdas totais no cobre:

$$P_{Cu} := P_{Cup} + P_{Cus} \quad P_{Cu} = 8.1849 \text{ W}$$

Perdas no núcleo:

$$P_{Core} := (V_e \cdot C_m \cdot f_T^x \cdot \Delta B_{max}^y) \cdot 10^{-3} \quad P_{Core} = 37.2184 \text{ W}$$

Perdas totais do transformador:

$$P_t := P_{Cu} + P_{Core} \quad P_t = 45.4033 \text{ W}$$

Cálculo da elevação de temperatura:

$$\Delta T := R_T \cdot P_t \quad \Delta T = 255.7472 \text{ } ^\circ\text{C}$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GHOR, Raul Jr. *Novos Métodos de Controle da Soldagem MIG/MAG*. Florianópolis, 2002. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] *Manual de Instruções da Fonte LARRY TE 160*. IMC – Engenharia de Soldagem, Instrumentação e Automação LTDA. 2003.
- [3] MACLYMAN, C. W. T. *Designing Magnetic Components for High Frequency DC-DC Converters*. Michigan: Kg Magnetics, 1993.
- [4] GHOR, Raul Jr. *Projeto e Realização de uma Fonte de Energia para Soldagem Multi-Processo*. Florianópolis, 1992. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [5] *UC3842/3/4/5 Current Mode PWM Controller*. Datasheet. Unitrode Semiconductor Products. <http://www.unitrode.com>, 2004.
- [6] BASCOPE, R. P. T. *Conversor CC-CC Ponte Completa ZVS-PWM com Comando Assimétrico*. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [7] WITULSKI, A. F. Introduction to Modeling of Transformers and Coupled Inductors. *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 10, No. 3, May, 1995.
- [8] FAGUNDES, J. C. S. *Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos Operando em Alta Frequência*. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência, INEP, UFSC. Florianópolis, 2003.
- [9] LUDWIG, G. W., EL-HAMANSY, S. Coupled Inductance and Reluctance Models of Magnetic Components. *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 6, No. 2, April, 1991.
- [10] BATISTA, A. J. *Modelagem e Otimização do Projeto de Componentes Magnéticos*

- Utilizados em Conversores Estáticos de Alta Frequência*. Florianópolis, 1998. Tese(Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [11] RAYLEIGH, L. *On the self-induction and resistance os straight conductors*. Phil. Mag., v.21, p381-94, 1886.
- [12] EBERT, C. L. *Programa Computacional para Projetos de Transformadores Utilizados em Fontes de Alimentação Chaveadas*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [13] OLIVEIRA, S. V. G. *Otimização de Projetos de Fontes de Alimentação para Centrais de Telecomunicações*. Florianópolis, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [14] SHELLING, E.C. *Soft Ferrites – Proprieties and applications*. Butterworths, 2. ed., 1988. London – England.
- [15] MULDER, S. A. Aplication note on the design of low profile high frequency transformers. *Philips Components*, 1990.
- [16] *Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual*. 1986.
- [17] TAKEI, M., NAITO, T. and UENO, K. *The Reverse Blocking IGBT for Matrix Converter With Ultra-Thin Wafer Technology*. Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings, Volume 151, Issue 3, June 2004, pp 243-247.
- [18] THORNTON. *Catálogo de Ferrite*. Vinhedo, SP. Thornton Inpec Eletrônica, 1994.
- [19] BARBI, I.; MARTINS, D. C. “Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência”. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência, INEP, UFSC. Florianópolis, 2001.
- [20] BARBI, I.; SOUZA, F. P. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. 1. ed. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 1999.
- [21] MACLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor design Handbook*. 2. ed. Revised and

- Expanded. New York, New York: Ed. Marcel Dekker, 1988.
- [22] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. 4. ed. Florianópolis, SC: Ed. do Autor, 2002
- [23] BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. 1. ed. Florianópolis, SC: Ed. do Autor, 2001.
- [24] Erickson R. W. "Fundamentals of Power Electronics". 1ª ed. New York: Ed. Chapman & Hall, 1997.
- [25] BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. 1. ed. Porto Alegre, RS: Ed. Sagra Luzzatto, 1997.
- [26] QUITES, A. M.; DUTRA, J. C. *Tecnologia de Soldagem a Arco Voltaico*. Florianópolis, SC: Ed. Edeme, 1979.
- [27] XAVIER, P. W. F. *Estudo e Realização de uma Fonte de Energia para Soldagem a Arco Submerso*. Florianópolis, 1986. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [28] SILVA, N. *Amplificador Magnético Aplicado à Regulação de Tensão em um Conversor Forward*. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [29] EL-SAYED, I. F. *A Powerful and Efficient Hysteresis PWM Controlled Inverter*. EPE – European Power Electronics and Drives Journal. Volume 4, no 4, December 1994, pp 30-36.
- [30] CARSTEN, B. *Fast, Accurate Measurement of Core Loss*. At. H. F., Pci, march, 1986.
- [31] URLING, A. M.; NIEMELA, V. A.; SKUTT, G. R. et al. *Characterizing High-frequency Effects in Transformer Windings – A guide to several significant articles*. Department of Electrical Engineering Duke University, Durham. IEEE, 1989.
- [32] CARSTEN, B. *High-Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics*. In Technical Papers of the First International High Frequency Power Conversion 1986 Conference, pages 155-176, May 1986.
- [33] WEISMAN, C. *Welding Handbook – Fundamentals of Welding*. 7th. ed. Vol. 1. American Welding Society, 1976.